

# NOVA ELETRONICA

ANO X — Nº 110 — ABRIL — Cz\$ 18,00

Controles deslizantes ou rotativos,  
7 oitavas por canal, para rack ou gabinete:

## EQUALIZADOR GRÁFICO ESTÉREO



Monte e programe  
a interface Pólux

Automação na  
indústria nacional

*Novo caderno de áudio:*

- Os discos digitais a laser
- Linhas de transmissão em áudio
- Lançamentos



# EDITELE

## DIRETOR

Leonardo Bellonzi

## NOVA ELETRONICA

### EDITOR TÉCNICO

Juliano Barsali

Redação: José Américo Dias,

Elisabeth Ng (secretária)

tel.: (011) 240-8305

### Colaboradores

Adolfo L. Júnior, Antonio Carlos Pascoal,

Apollon Fanzeres, Arnaldo Megrich, Brasil

Ramos Fernandes, Ciro J. V. Peixoto, Cláudio

César Dias Baptista, David Marco Risnik,

Francisco Bezerra Filho, João Antonio Zuffo,

José Roberto S. Caetano, José Rubens Palma,

Márcia Hirth, Ruy Natividade, Walter Ullmann

### Correspondentes

Brian Dance (Londres), Guido Forgnoni (Nova

Iorque), Mário Magrone (Milão)

### PRODUÇÃO EDITORIAL

Sonia Aparecida da Silva

### REVISÃO

Sueli A. Mazze Cerchiari

### DEPARTAMENTO DE ARTE

Diagramador: Tah Kim Chiang

Assistentes: Eda Carvalho Ovalle (desenhista),

Sueli Andreato

### PRODUÇÃO GRÁFICA

Djalma Alencar Vieira

### DEPARTAMENTO COMERCIAL

Gerente: Ivan Jubert Guimarães

### ASSINATURAS

Maria de Fátima Cordovani

tel.: (011) 542-0602

### DEPARTAMENTO DE PUBLICIDADE

Gerente: João Conte Filho

Secretária: Marinês Marques da Silva

### Contatos:

Jorge Vidal Montecinos

José Claudio Gonçalves Franzolin

tel.: (011) 532-1655

### Representantes

REPUBLICAR LTDA.

Rio de Janeiro — (021) 220-1656

Belo Horizonte — (031) 463-4666

Porto Alegre — (0512) 42-4065

Recife — (081) 221-1955

Brasília — (061) 226-4784

### ADMINISTRAÇÃO

Gerente: Pedro Nelson Nunes de Siqueira

tel.: (011) 531-5468

Composição: — A.M. - Produções Gráficas Ltda./ FOTOLITO — Priscor Ltda./ IMPRESSÃO — Cia. Litográfica Ypiranga/ DISTRIBUIÇÃO — DINAP — Distribuidora Nacional de Publicações.

NOVA ELETRÔNICA é uma publicação de propriedade da EDITELE — Editora Técnica Eletrônica LTDA. — Redação, Administração e Publicidade: Rua Casa do Ator, 1060 — CEP 04546 — Vila Olímpia

CAIXA POSTAL 30.141 — 01000 — S. PAULO, SP. REGISTRO Nº 9.949-77 — P. 153.

TIRAGEM DESTA EDIÇÃO: 42.500 EXEMPLARES

Todos os direitos reservados; proíbe-se a reprodução parcial ou total dos textos e ilustrações desta publicação, assim como traduções e adaptações, sob pena das sanções estabelecidas em lei. Os artigos publicados são de inteira responsabilidade de seus autores. É vedado o emprego dos circuitos em caráter industrial ou comercial, salvo com expressa autorização escrita dos Editores, sendo apenas permitido para aplicações didáticas ou dilettantes. Não assumimos nenhuma responsabilidade pelo uso de circuitos descritos e se os mesmos fazem parte de patentes. Em virtude de variações de qualidade e condições dos componentes, os Editores não se responsabilizam pelo não funcionamento ou desempenho deficiente dos dispositivos montados pelos leitores. Não se obriga a Revista, nem seus Editores, a nenhum tipo de assistência técnica nem comercial. **NÚMEROS ATRASADOS:** preço da última edição à venda. **ASSINATURAS:** os pedidos deverão ser acompanhados de cheque visado pagável em SÃO PAULO, em nome da EDITELE — Editora Técnica Eletrônica Ltda.

## CAPA



Monte um equalizador gráfico de características profissionais, que permite adotar comandos rotativos ou deslizantes, de acordo com a aplicação. E veja, a partir deste número, o novo Caderno de Áudio da NE, que trará todo mês vários artigos sobre acústica, equipamentos, instalações e lançamentos do mercado.

## NOTÍCIAS & SERVIÇOS

Cartas .....	2
Notas nacionais .....	4
Notas internacionais .....	6
Astronáutica & Espaço .....	10
Classificados .....	80

## ENGENHARIA

Tecnologia dos integrados CMOS — conclusão .....	12
Prancheta nacional .....	18

## VÍDEO

TV-Consultoria .....	24
----------------------	----

## CADERNO DE ÁUDIO

Pausa .....	28
Lançamentos .....	30
Áudio digital, o som do futuro .....	32
Linhas de transmissão em áudio — 1.ª parte .....	40

## PRÁTICA

Interface Pólux: montagem e utilização .....	46
Equalizador estéreo com 7 oitavas .....	58
Conheça os operacionais pela prática — parte VIII .....	66

## INFORMAÇÃO

Automação industrial no Brasil .....	72
--------------------------------------	----

## CURSO

Manual de utilização do osciloscópio — 4.º fascículo	
--	--



## Satélite da NASA realiza primeiro encontro com um cometa

Ao interceptar a cauda do cometa Giacobini-Zinner, em 11 de setembro último, o Explorador Cometário Internacional (ICE), um satélite com 7 anos de espaço, completou uma das mais complexas e espetaculares jornadas espaciais. De fato, ao penetrar na densa e sinuosa cauda desse cometa, cumpriu um evento histórico: tornou-se a primeira espaçonave terrestre a encontrar-se com um desses corpos celestes. No momento do encontro, movia-se a cerca de 72 mil quilômetros por hora e já havia percorrido 1,5 bilhão de quilômetros no espaço, com três missões bem-sucedidas em seu currículo, ultrapassando em muito as expectativas de projeto.

**História de glórias** — O ICE foi pioneiro em uma série de realizações. Ao ser lançado do Cabo Canaveral, em 12 de agosto de 1978, ainda tinha o nome de Explorador Internacional Sol-Terra (ISEE-3) — isso, até resolverem utilizá-lo para outras tarefas, além da qual foi planejado. Assim, esse satélite de 500 kg e 16 faces tornou-se o primeiro a orbitar no ponto de libração entre o Sol e a Terra — ou seja, a ficar “suspenso” em equilíbrio entre o Sol e o sistema Terra-Lua. Foi pioneiro na missão de atravessar a distante cauda geomagnética de nosso planeta e também a utilizar a gravidade lunar para várias alterações de rota e uma trajetória de escape.

Sua função primordial consistia em permanecer no ponto de libração, recolhendo dados científicos sobre o vento solar, a cerca de 1,5 milhão de quilômetros da Terra. Completada grande parte dos objetivos da missão, porém, observou-se que o satélite continuava em boas condições de operação e retinha ainda 75% de suas reservas de propelente. Os engenheiros do Centro de Vão Espacial Goddard, liderados pelo Dr. Robert W. Farquhar, desenvolveram então um plano para desviar o ICE de seu ponto de equilíbrio, através de uma sequência de ginástica orbital.

Esse plano resumia-se em fazer a nave passar cinco vezes pelas proximidades da Lua, a fim de impulsiná-la em direção ao cometa. Alguns pesquisa-

dores hesitaram a princípio, já que o satélite não estava preparado para investigações cometárias (não dispunha de câmeras e detectores de poeira, por exemplo). Por outro lado, foi considerado próprio para seis experimentos sobre as propriedades do plasma em cometas — um dos principais objetivos da exploração cometária.

Cálculos feitos, chegou-se à conclusão de que a energia orbital necessária ao escape do sistema Terra-Lua, para o encontro com o cometa, teria que ser obtida, quase inteiramente, de uma manobra apoiada na gravidade lunar. Concluiu-se também que o momento exato para essa manobra só seria conseguido através de cinco passagens pela Lua.

**Tarefa arriscada** — A primeira passagem obrigou a nave a percorrer uma trajetória inusitada, como um grande bumerangue, que a levou até o espaço exterior, impulsionada pela gravidade da Lua. As quatro passagens iniciais, que tomaram quase todo o ano de 1983, foram feitas a cerca de 20 mil quilômetros de distância de nosso satélite natural; a quinta e última, porém, ocorreu a apenas 120 km de altitude, quase “raspando” a superfície da Lua, em termos espaciais.

Prosseguindo na rota dessa última passagem lunar, o satélite foi violentamente impulsionado para uma órbita solar, dirigindo-se ao cometa Giacobini-Zinner, que “visita” a parte interna do sistema solar a cada 6,5 anos. Consumado esse encontro, o ICE estava orientado de forma a passar duas vezes entre o Sol e o cometa de Halley. A primeira já ocorreu, em 31 de outubro último, 6 meses antes do falado encontro desse cometa com o “viajante interplanetário” — um satélite projetado em conjunto pela Agência Espacial Européia, pelo Japão e pela União Soviética. A segunda acontecerá em 28 de março próximo, quando o satélite estará a apenas 31 milhões de quilômetros do Halley.

Esse encontro é considerado importante, pois o ICE poderá fornecer dados a respeito do efeito do vento solar sobre o cometa, complementando as ob-

servações feitas pelos telescópios terrestres.

**Outras pesquisas** — Antes dessa missão, no entanto, o satélite já havia sido aproveitado em uma outra: estudar a cauda geomagnética da Terra, que, ao contrário da cauda de um cometa, é invisível. Ela é criada pelo vento solar, ao chocar-se com a magnetosfera terrestre, e consiste de íons provenientes do Sol. Dessa forma, a “cauda” resultante estende-se por milhões de quilômetros, formando um rastro turbulento. O objetivo da missão, iniciada em 10 de junho de 1982, era o de obter um quadro mais completo dos mecanismos que regem o fluxo de energia solar em nossa magnetosfera — uma região de campos magnéticos e partículas eletrizadas que circunda a Terra por milhares de quilômetros acima da atmosfera.

O satélite deverá retornar às proximidades da Terra em julho de 2012 e Farquhar já está ansioso por esse momento. Ele calcula que, através de uma nova série de manobras com a gravidade lunar, será possível trazer a nave para uma órbita terrestre — onde seria recuperada pelo complexo da estação espacial americana, e por um veículo de transferência orbital, e trazida de volta à Terra para exames e eventuais apresentações ao público.

**Resultados** — Cientistas americanos, franceses, alemães e ingleses trabalharam sobre as informações obtidas pelo satélite e chegaram a conclusões que confirmaram várias teorias e esclareceram inúmeros pontos obscuros sobre os cometas.

Foi constatado, por exemplo, um novo fenômeno que está intrigando os pesquisadores. Pelo menos a 480 mil quilômetros antes que o ICE alcançasse o cometa, foram detectados feixes de íons pesados de alta velocidade (constituídos de partículas atômicas ou moleculares eletrizadas) nunca antes encontrados no espaço. Surgiu então a teoria de que tais feixes são, na verdade, moléculas lentas liberadas pelo Giacobini-Zinner, ionizadas pela luz ultravioleta do Sol e depois aceleradas pelo vento solar de volta para o cometa.

O Explorador Cometário também confirmou o que se pensava a respeito da cauda de plasma dos cometas: que ela é influenciada por linhas de campo magnético capturadas do vento solar, tendo gases eletrizados mais densos e frios que os do vento solar circundante. Houve também alguns retoques no modelo cometário teórico — como o perigo associado ao vôo pela cauda do cometa, que demonstrou ser menor do que se pensava.

Fonte: NASA



## Brasil participa do Experimento Global da Troposfera

Com a participação de cientistas brasileiros e americanos, realizou-se sobre a Amazônia a segunda fase de uma experiência de nível mundial, que visa estabelecer as concentrações de certos gases secundários na troposfera. Trata-se do GTE ou Experimento Global da Troposfera, que na fase brasileira conta com o Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais (INPE) como coordenador técnico-científico e com a NASA como órgão financiador e fornecedor do equipamento de medição aérea.

O governo americano resolveu realizar esse experimento quando concluiu que certos gases minoritários contribuem amplamente para o equilíbrio energético da atmosfera e, conse-

qüentemente, para a estabilidade climática de todo o planeta. Os exemplos mais notórios são o ozônio, devido à capa protetora que representa contra os raios ultravioleta; e também o dióxido de carbono e o metano, responsáveis pelo "efeito estufa" (veja NE n.º 52, de junho de 1981).

**O papel do Brasil** — Embora ainda não se tenha certeza sobre a influência das grandes florestas tropicais no clima global, considerou-se a Amazônia como uma das principais etapas dessa experiência, que envolveu também o Caribe, o deserto do Saara e a China. Todo o projeto foi previsto para ser realizado em duas fases — a primeira em agosto de 1985 e a segunda,

em fevereiro de 1987, quando um ônibus espacial da NASA deverá transportar instrumentos de medição já aferidos durante a primeira fase.

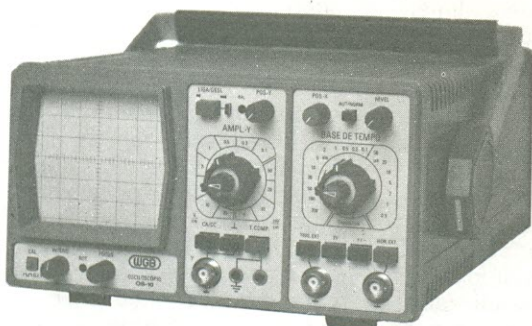
**Pesquisas realizadas** — Segundo o INPE, o Brasil vem efetuando experiências sobre o clima e a influência da floresta há mais de 10 anos. E cita a torre micrometeorológica instalada em 1983 nas proximidades de Manaus, num acordo que envolveu o próprio INPE, o Instituto Nacional de Pesquisas da Amazônia (INPA) e o Instituto de Hidrologia da Inglaterra. A torre, de 45 metros de altura, tinha a função de analisar as trocas de calor entre a floresta e as camadas baixas da atmosfera.

Os resultados, contudo, foram considerados específicos da região e da altitude estudada. Desse modo, ainda segundo o INPE, as conclusões só poderão ser generalizadas para toda a Amazônia através do GTE, realizado a grande altitude, a bordo de um Electra Lockheed, da NASA.

Fonte: INPE ■ NE

## OS-10

Osciloscópio para faixa  
de frequências de C.C. a 10MHz



O OS-10 é um osciloscópio de traço único, com tela de 6 x 7 cm, projetado especialmente para o serviço de campo e amadores. Sua sensibilidade se eleva a 2 mV/cm pelo uso de controle variável. Sinais muito pequenos, a partir de 3 mm de altura na tela, sincronizam a imagem facilmente até 30 MHz. Um filtro de TV permite a apresentação de sinais de vídeo na sua frequência de quadro. Um circuito para teste de componentes foi incorporado ao OS-10, com o objetivo de possibilitar a verificação de semicondutores e de outros componentes. A boa luminosidade e foco do tubo, com graticulado interno, permitem a análise da imagem sem paralaxe - fato importante para serviços de manutenção e monitoração. A construção compacta e robusta, o baixo peso e o desempenho seguro fazem do OS-10 um item indispensável para oficina e campo.



ELETRÔNICA DE PRECISÃO LTDA.

Caixa Postal 21277 - Cep 04698 - São Paulo, SP

## SCHRACK

A QUALIDADE DA MELHOR TECNOLOGIA

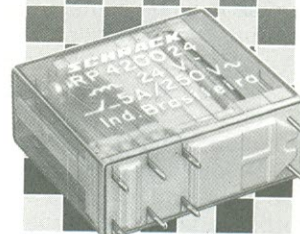
## Novo modelo! Lavável por imersão Relé Miniatura para Circuito Impresso

Grande potência em pouco espaço!

RP 420/421

Ideal para controles  
e comandos

- Alta potência de comutação.
- Dimensões reduzidas.
- 2 Contatos, reversores, NA ou NF.
- Bobina de 5 à 110 Vcc.
- Opção de contatos dourados para baixa corrente.
- Vida útil elevada.



Tamanho: natural

SCHRACK ELETRÔNICA S.A.



VENDAS: TAPECERICADA SERRA a SP. Av. Eduardo R. Daher, 723 a Centro a Tel. (011) 495-2944  
RIO DE JANEIRO a RJ. Rua Uruguay, 393 a Sobrelaje 102 a Tijuca a Tel. (021) 268-2586  
CORRESP.: TAPECERICADA SERRA a SP. Caixa Postal 02 a CEP 06850 a Telex (011) 33226 SCHR BR



# Os integrados CMOS no controle de processos industriais

*Maior imunidade a ruídos e confiabilidade são dois fatores que credenciam os integrados CMOS da família HC/HCT para este tipo de aplicação*

J á afirmamos que a tecnologia CMOS é ideal na complementação de sistemas industriais baseados em microprocessadores. E que, devido ao elevado nível de ruído elétrico ambiental, esses sistemas exigem uma série de cuidados, além de fontes de alimentação de reserva operando com baterias.

Discutimos exaustivamente em artigos anteriores as implicações dos ruídos elétricos ambientais, destacando os principais problemas e as dificuldades envolvidas. De modo geral, podemos dizer que os CIs CMOS HC têm maior imunidade a ruídos do que os LTTs Schottky, baixa potência, para velocidades operacionais similares em uma ampla faixa de alimentação e de temperatura. No caso dos CIs CMOS HCT, a margem de ruído no valor digital 0 é análoga à definida para a família LTT Schottky de baixa potência. Isso resulta da padronização dos parâmetros de entrada e de saída e das linhas de sinal adotadas nos sistemas CMOS, baseadas no desempenho dos CIs combinados com CIs acionadores de linhas (é o caso do transceptor CD74/HCT245).

No projeto de sistemas podem surgir dificuldades com as terminações convencionais de linhas de 120  $\Omega$  adotadas para as famílias LTT e CMOS

HC/HCT. Essas terminações podem dissipar continuamente 1,5 watt como resultado da combinação de 8 acionadores de linha e 8 cargas de 120  $\Omega$  (evidentemente num duto de 8 linhas). Os acionadores de linha das séries HC e HCT não são projetados para alimentar cargas desse tipo; normalmente eles têm capacidade para drenar uma corrente de 6 mA, apresentando, nesse caso, uma capacidade inferior à família LTT Schottky, baixa potência, que é capaz de drenar 12 mA.

Os CIs CMOS de alta velocidade — como os da linha CD54/74 — podem eventualmente ter de interfacear com valores de tensões não padronizados para os CIs, como aqueles utilizados nos sistemas industriais, e que operam frequentemente com tensões de 12 ou 24 V. Na figura 1, apresentamos circuitos esquemáticos dessa interface. Nela, há o caso de um sistema com circuitos (fig. 1a) que operam com tensão de alimentação de 12 ou 24 V, e alimentam com sinal integrados da série HC e HCT. Observe os resistores  $R_1$  e  $R_2$ , abaixadores de nível, e os diodos  $D_1$  e  $D_2$ , supressores de transitórios. Os valores de  $R_1$  e  $R_2$ , bem como o do capacitor C, dependem do circuito em particular e da velocidade de operação. Na figura 1 ilustramos o caso inverso, em que um integrado acionador da fami-

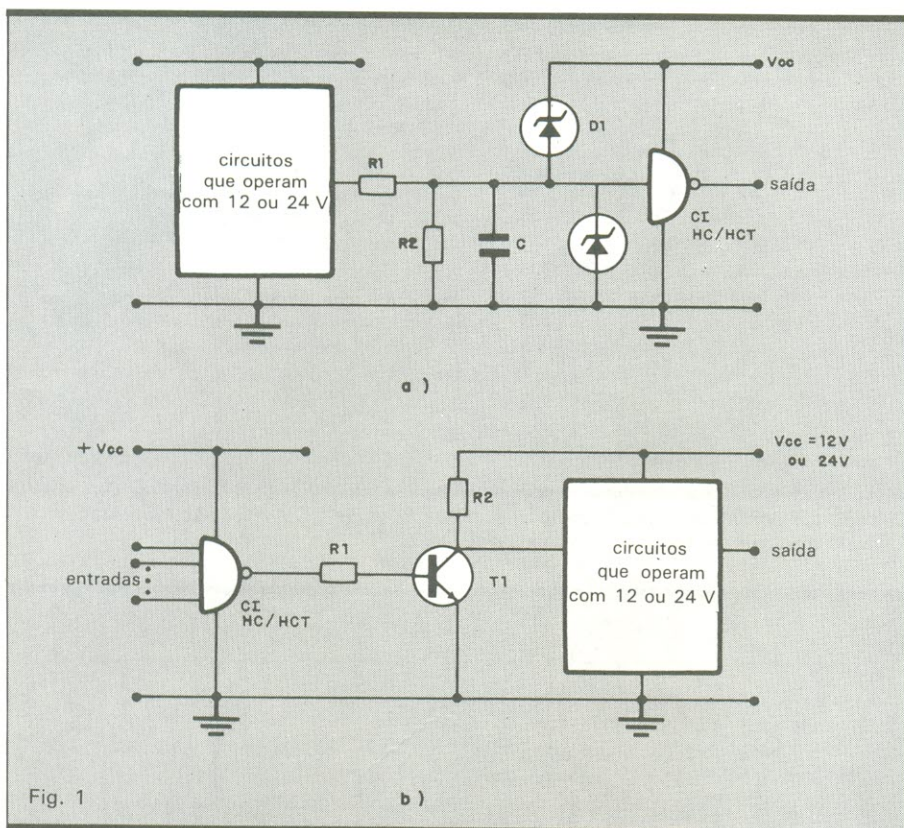
lia HC ou HCT alimenta circuitos com fontes de tensão de 12 ou 24 V. Nessa hipótese o transistor  $T_1$  opera como elemento amplificador dos valores digitais. É possível que no referido circuito os níveis ambientais de ruído sejam suficientemente baixos, a ponto de prescindir do resistor na base do transistor voltado para uma fonte de tensão negativa.

Na figura 2 destacamos o fato de que na maior parte das vezes acaba sendo necessário um circuito divisor de entrada, para o acoplamento das famílias HC e HCT a circuitos alimentados com tensões mais elevadas. Em alguns casos são utilizados transistores para efetuar a limitação efetiva dos sinais de entrada. As famílias HC e HCT podem também acionar circuitos que operam como cargas externas dotadas de fontes de alimentação, seja com valores diferentes, seja com o mesmo valor.

Na figura 3 fornecemos exemplos esquematizados de interfaces para alimentação direta de cargas nessas duas circunstâncias. No caso da figura 3a temos o desacoplamento feito por um transistor que, além de oferecer ganhos de potência, permite o uso de fontes de tensão com valor elevado. Na figura 3b, exemplificamos a alimentação direta de duas cargas, utilizando diodos Zener como supressores de transitórios.

Acoplamentos mais lentos — e de menor custo — podem ser feitos entre níveis de valores digitais de 5 e 12 V, empregando-se resistores de apenas 100 k $\Omega$  em série com as entradas das famílias HC e HCT. Esse tipo de interface é confiável e possibilita boa imunidade a ruídos, pois os projetos dos CIs CMOS HC e HCT garantem que as correntes de entrada, quando forçadas para  $+V_{CC}$ , resultem em correntes na entrada adjacente menores do que 0,05 da corrente de entrada. Esse efeito deve-se a dispositivos parasitários no CI e já foi explicado em artigos anteriores. Por exemplo, o efeito de  $V_E(1)$  na entrada retornada para a terra, da figura 4, é apenas 0,31 V, ou seja, bem abaixo do mínimo de transição de 1,5 V, que é estabelecido para a família HC, e do mínimo de 0,8 V, especificado para a família HCT. Outras combinações de tensões de entrada elevadas e baixas, com diferentes valores de resistores, podem ser calculadas para correntes de saída, sabendo-se que o ganho máximo de corrente dos transis-





a) Acoplamento de CIs CMOS das famílias HC e HCT com circuitos alimentados por tensões de 12 ou 24 V; b) No caso inverso, as famílias HC e HCT se acoplam aos circuitos de 12 ou 24 V.

tores parasitários entre entradas adjacentes é de 0,05. Na figura 4 ilustramos a forma pela qual esse cálculo foi realizado. No projeto da série de CIs CMOS (denominada QMOS), desenvolvida pela RCA, o transistor parasitário de entrada tem ganho de 1. E isso o que elimina os erros lógicos transientes que resultam das flutuações de tensão de entrada que ultrapassam a  $+V_{cc}$ .

O uso de transistores MOS de potência permite o desenvolvimento de projetos interessantes, quando associados às saídas de CIs CMOS HC e HCT. As saídas desses integrados podem ser conectadas diretamente aos novos TEC-MOS de potência, com o objetivo de se obter maior velocidade de operação.

Observe que as elevadas correntes de alimentação empregadas para se obterem tempos de transição de saída muito curtos resultam em transientes de corrente de alta frequência nas linhas de terra e de alimentação. Esses problemas são muito comuns nas famílias lógicas LTT e CMOS. Normalmente desenvolve-se o conhecido transiente de tensão tipo  $Ldi/dt$ , onde a amplitude depende da indutância existente, tanto nas linhas de percurso de sinal, como nas de terra e de alimentação. Os acionadores octais de linhas podem gerar tensões de até 1 V, depen-

# C&K 100% Nacional!

É isso aí!  
Agora no BRASIL você dispõe do Tradicional  
Padrão Tecnológico C & K somado à  
confiabilidade de Atendimento  
ALFATRONIC.

**ALFATRONIC S.A.**

Av. Rebouças, nº 1498 Cep 05402 São Paulo — S.P.  
Fone (011) 852-8277 Telex (011) 24.317 ALFABR



dendo das indutâncias daquelas e das providências tomadas para o desacoplamento da fonte de alimentação.

**Cuidados com o ruído** — Estudamos com profundidade as características dos CIs com relação à imunidade estática e dinâmica a ruídos. Recapitulando: margem de ruído estática é a diferença entre o valor de  $V_E(0)$  máximo (em que o ganho diferencial na função de transferência da porta é igual a 1, na entrada do CI de recepção) e o valor máximo de  $V_S(0)$  do CI acionador (quando estiver drenando a corrente máxima da linha). Esta é a margem de ruído estática efetiva no valor digital 0. A segunda margem de ruído estática é a diferença entre o valor mínimo de  $V_E(1)$  na entrada do circuito receptor e o valor mínimo de  $V_S(1)$  do circuito alimentador, quando este fornece corrente à linha. Esta é a margem de ruído estática efetiva no valor digital 1.

Por exemplo, quando a tensão de alimentação for igual a 4,5 V, os valores mínimos de  $V_S(1)$  serão respectivamente 2,7 V, 4,4 V e 4,4 V, para as famílias LTT Schottky baixa potência, HC e HCT. O valor mínimo de  $V_E(1)$  para estas mesmas famílias corresponde a 2,0 V, 3,15 V e 2,0 V, respectivamente, enquanto as margens de ruído no valor digital 1 correspondem a 0,7 V, 1,25 V e 2,4 V.

No valor digital 0, os valores máximos de  $V_E(0)$  correspondem respectivamente a 0,8 V, 1,35 V e 0,8 V para as famílias na ordem citada. Do mesmo modo, o valor máximo de  $V_S(0)$  é 0,4 V, 0,1 V e 0,1 V. Dessa forma, as margens de ruído no valor digital 0 são 0,4 V, 1,25 V e 0,7 V para as famílias LTT Schottky, baixa potência, CMOS HC e CMOS HCT, respectivamente. Tomando-se a margem de ruído da lógica LTT Schottky como referência, uma comparação permite concluir que a margem de ruído no valor digital 1 da família HC é 1,9 vez maior. A margem de ruído no valor digital 0 também apresenta resultados semelhantes; na família HC é 3,1 vezes maior e na família HCT, 1,75.

Desse modo, os integrados HC podem alimentar diretamente os CIs LTT Schottky, baixa potência, pois o valor mínimo  $V_S(1)$  da família HC é superior ao  $V_E(1)$  mínimo admissível para a família LTT. Todavia, o inverso não é verdadeiro: o valor mínimo  $V_S(1)$  de um CI LTT Schottky, baixa potência, é inferior ao  $V_E(1)$  mínimo admissível para a família HC. Disso resulta uma margem de ruído negativa. Na figura 5a temos a comparação das margens de ruído estáticas e a exemplificação desse último caso.

Num sistema em que as tecnologias são mescladas e as saídas HCT total-

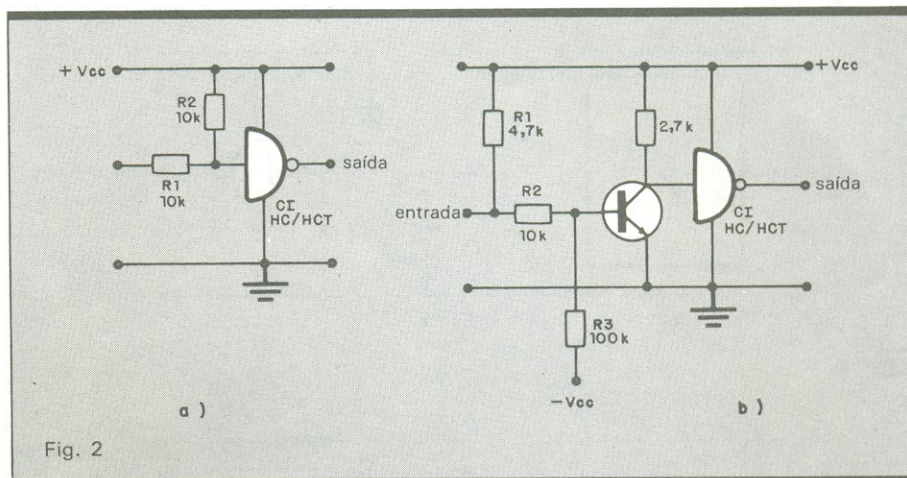


Fig. 2  
Circuito divisor de entrada utilizado quando as famílias HC e HCT são conectadas a sinais que atingem valores maiores que  $+V_{CC}$ .

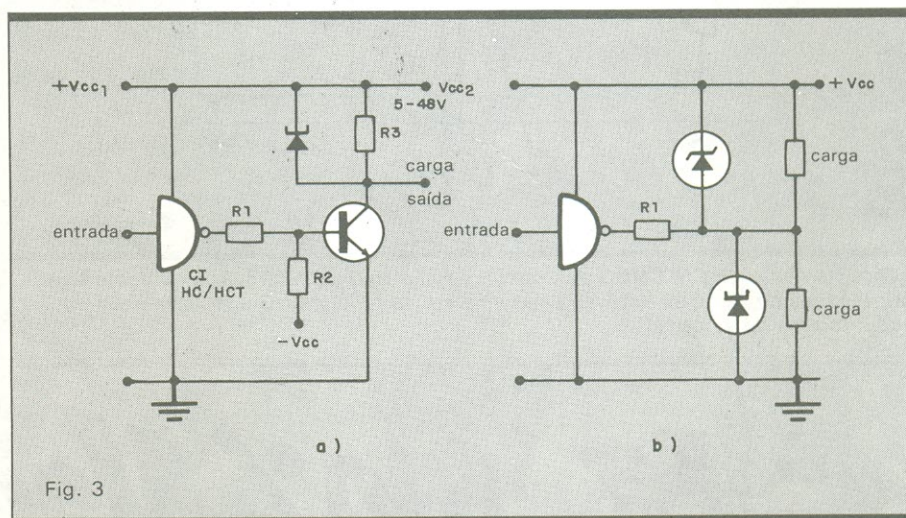


Fig. 3  
Acoplamento de saída de CIs CMOS HC e HCT com uma ou mais cargas.

mente carregadas acionam a família LTT Schottky, baixa potência, a margem de ruído no valor digital 0 é igual para ambas as famílias. A HCT exibe uma excelente margem de ruído estática, no valor digital 1, superando aquela que é apresentada pela família LTT SBP. Por isso, os integrados dessas famílias são totalmente intercambiáveis.

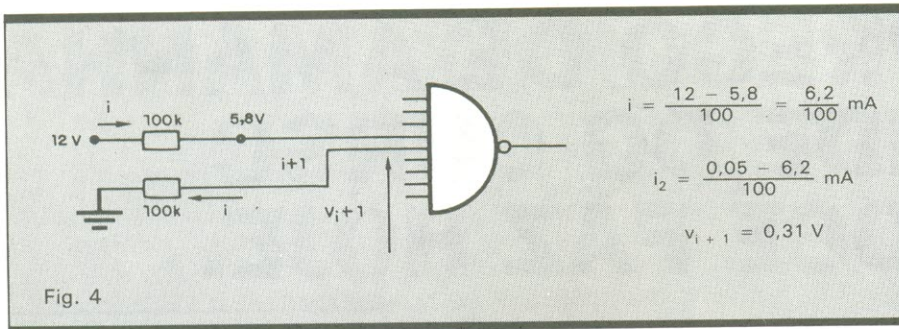
Da mesma forma que as margens de ruído estáticas, as dinâmicas são definidas para os valores digitais 0 e 1. Para os integrados da família HC, as duas margens de ruído são similares. Contudo, a margem de ruído dinâmica no valor digital 0 é também menor na família CMOS HCT. Para estudá-la, através de um gráfico, basta aplicar um pulso de amplitude conhecida na entrada do CI e ampliar sua largura até que se obtenha chaveamento entre os valores digitais. O valor de polarização do pulso de amplitude  $V_p$  é igual à tensão de comutação menos o valor da margem de ruído estática, no pior caso, considerando-se o valor digital 0. A largura do pulso é medida para meia am-

plitude de pulso ( $V_p/2$ ) e ambos os tempos de subida e descida adotados são de 0,6 ns.

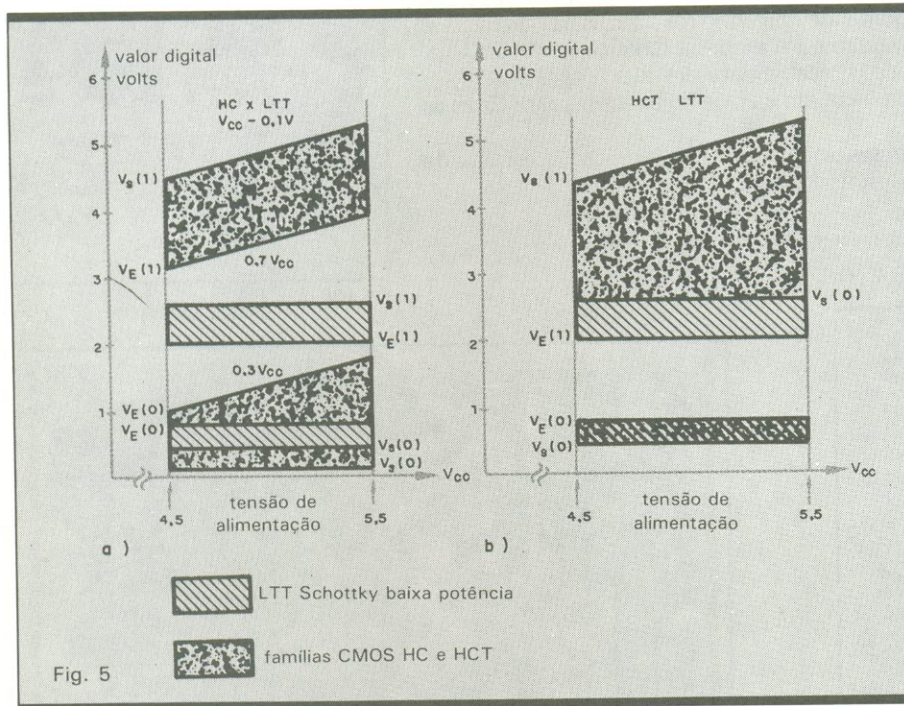
No levantamento do gráfico,  $V_p$  é reduzido gradativamente e em cada novo valor temos o ajustamento do valor da largura. O teste deve ser repetido em uma série de fontes variáveis de alimentação entre 2 e 6 V, para os CIs CMOS HC, e em 5 V, para os CIs CMOS HCT. Emprega-se também uma faixa de correntes de saída. Como resultado desses gráficos, obtém-se o seguinte: a ampliação de  $I_s$  abaixa a curva da margem de ruído dinâmica, reduzindo-a. Os gráficos indicam que para o pior caso, ou seja, quando os CIs apresentam carga máxima permissível, um sistema que utilize apenas um tipo de CI tem maior margem de ruído dinâmica. Nesse caso, a diferença entre as curvas pode atingir 0,3 V.

Normalmente, os CIs CMOS HC e HCT não dispõem de histerese de entrada, de forma que devemos utilizar disparadores Schmitt, se tivermos sinais nas linhas que variem muito len-





Circuito com a tensão que aparece numa entrada aterrada através de 100 kΩ, pelo efeito do dispositivo parasitário surgido em consequência dos diodos de proteção.



a) Os CIs LTT Schottky de baixa potência não podem alimentar diretamente integrados CMOS HC; b) Contudo, a família HCT é compatível com a LTT SBP.

tamente com o tempo ou, então, caso elas (as linhas) sejam muito ruidosas, a ponto de exigirem histerese no receptor. Os CIs CMOS com essas características são o 54/74HC/HCT74, o 54/74HC/HCT107, o 54/74HC/HCT109 e o 54/74HC/HCT112 (todos eles são empregados para implementar sistemas tolerantes a ruídos).

Outros integrados CMOS HC e HCT da série de biestáveis (os 54/74HC/HCT73, 54/74HC/HCT74, 54/74HC/HCT107, 54/74HC/HCT109 e o 54/74HC/HCT112) apresentam também alguma histerese na entrada do relógio, visando a minimizar possíveis erros em ambientes ruidosos. Nesse caso, os CMOS HC são os preferidos, pois têm maior margem de ruído no valor digital 0 (com valor típico em torno de 2,5 V), se comparados aos CIs da série HCT, como os receptores de linhas de dutos. Para reduzir o ruído das linhas de alimentação e de terra, devemos realizar um adequado desacoplamento

entre elas, além de evitar interferências por linhas cruzadas.

Salientamos que a conexão de terra é tão vital que mesmo as configurações comumente usadas para esse fim podem apresentar dificuldades. Na figura 6 temos o esquema convencional adotado. Nesse exemplo, a saída do CI2 alimenta a entrada do CI1 e a saída do CI3 alimenta a entrada do CI4. Como não existem acoplamentos entre as linhas de sinais, não há interferências por linhas cruzadas; contudo os CIs 2 e 3 têm linha de terra comum. Dessa forma, a comutação da saída do CI2 pode originar um impulso na linha de terra do CI3 e, assim, provocar a comutação do CI4. Não há trajeto de terra simples em dupla face que possa ser reduzido pelo uso de enlace, o que é um problema, particularmente na comutação de grandes correntes.

Devemos ser cuidadosos no uso de pontes de fio (*jumper*s) nas conexões das linhas de terra e de alimentação

+V<sub>cc</sub>. Da mesma forma, embora as pontes de fio sejam genericamente usadas na produção, elas devem ser evitadas nos protótipos e nos cartões de impresso únicos, pois introduzem indutâncias nas linhas, causando acoplamentos indesejáveis entre eles. Uma possível solução é adotar cartões com conexões pré-fabricadas de terra e tiras de cobre conectando a mesma. Melhor ainda é utilizar um circuito impresso multicamada, que permite que suas diferentes camadas sejam aproveitadas para as trilhas de alimentação e para as interconexões de cobre. O acoplamento capacitivo entre terra e +V<sub>cc</sub> é essencial para manter em níveis aceitáveis os ruídos de alta frequência. Além de ter a vantagem de eliminar efeitos indutivos das interconexões, esse acoplamento atua na função de capacitores discretos de desacoplamento.

Nas placas de dupla face é também possível manter a alimentação e a terra em faces opostas do cartão. Essa é uma alternativa de custo mais baixo que a de camadas de níveis múltiplos, embora esta última apresente características análogas em relação ao ruído de alta frequência. Independente do tipo de cartão impresso utilizado, normalmente são necessárias cinco conexões de terra num conector para assegurar uma adequada distribuição de correntes de terra. Isso é válido especialmente para as conexões do tipo pino. Registre-se que as conexões por borda de cartão têm menor resistência de contato, podendo ser feitas as ligações de terra com um número de conexões menor do que cinco. O que explicamos sobre as linhas de terra vale também (exatamente) para a linha de alimentação +V<sub>cc</sub>. Neste caso, a estabilidade de tensão é essencial, sendo que uma variação de 0,5 V na linha +V<sub>cc</sub> pode inviabilizar a operação do sistema.

Para isolar as fontes de ruído, o recurso é empregar diferentes fontes de estabilização para cada um dos cartões. Estabilizadores de maior porte exigem linhas de baixa impedância e, portanto, linhas de maior porte. Também não é conveniente que a falha de um estabilizador seja transmitida às entradas dos CIs HC e HCT, pois esse fato possivelmente provocará danos.

Apesar dos problemas acarretados pelos ruídos em linhas, já existem interfaces digitais para malhas de telecomunicações — como o CI MT8972 — que permitem a construção a baixo custo de malhas de comunicação digital e voz. Esses CIs CMOS foram projetados a partir da interface padrão de telecomunicações U ISDN, incorporando uma série de funções padronizadas de comunicação de dados e voz.



Concluimos aqui a série de artigos sobre a tecnologia CMOS, acreditando ter informado nosso leitor das bases para a fabricação dessa família de integrados, bem como dos critérios de

projeto para sua aplicação em sistemas. Hoje, há um número muito grande de subsistemas implementados com a tecnologia CMOS, que deverá crescer rapidamente nos próximos

anos com o lançamento dos CIs CMOS IEMA (atualmente em fase de projeto). Sem dúvida, a tecnologia CMOS será no futuro a dominante no mercado — tanto no de integrados em pequena escala como no de escala ampla, deslocando assim as tecnologias LTT e NMOS, hoje ocupando posições hegemônicas.

## Bibliografia

- *Compêndio de Microeletrônica: Subsistemas Integrados* — livro 2 — J. A. Zuffo — Ed. Guanabara Dois S.A., 1984, cap. 3, págs. 33-63.
- *Subsistemas Digitais e Circuitos de Pulso* — vol. 1 — J. A. Zuffo — Ed. Edgard Blücher — 3ª Ed., 1984, cap. 3.
- *Linking HC and HCT Chips with Others Circuits Is a Question of Logic* — R. E. Funk e J. P. Exalto — *Electronic Design*, 6 de junho de 1985, págs. 157-168.
- *CMOS Interface IC, Aiming at Reference Point Targets ISDN Telecomm.* — H. Jaffe e P. Mannone — *Electronic Design*, 25 de julho de 1985, págs. 139-146.

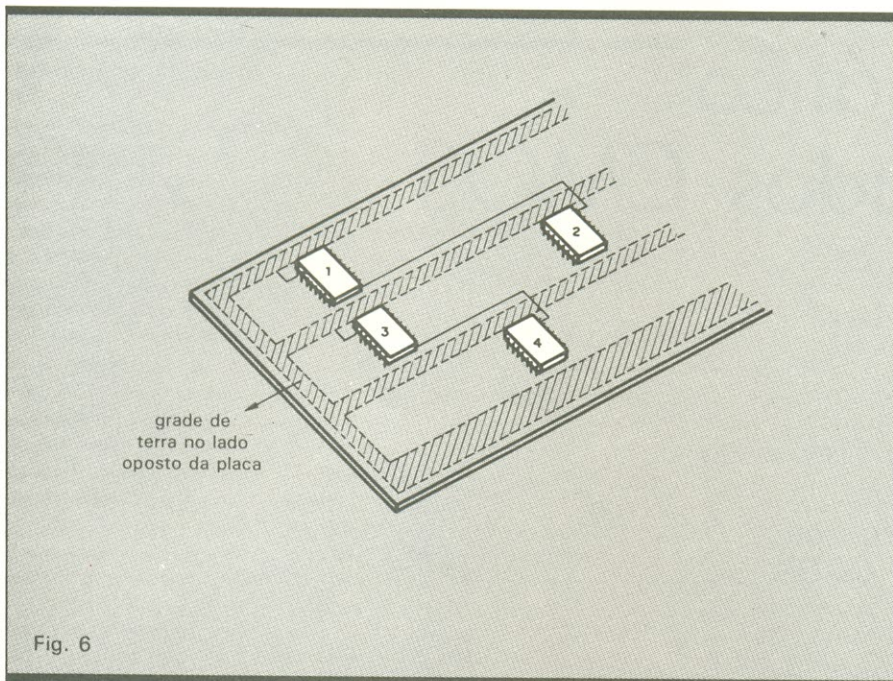


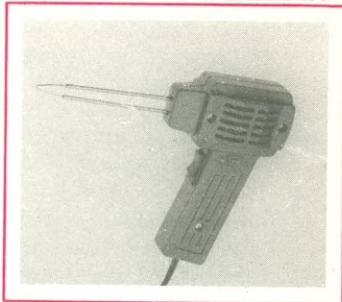
Fig. 6

Os CIs 2 e 3 utilizam a mesma linha de terra, sendo que o CI4 pode eventualmente ser acionado caso a comutação do CI2 produza um impulso na linha de terra do CI3.

## PISTOLA DE SOLDA

MEBRASI

É LIGAR E SOLDAR



Chegou a Pistola de Solda Mebrasi. Com ela você pode soldar ou remover componentes eletrônicos em poucos segundos. A Pistola de Solda Mebrasi é prática, leve, de rápido aquecimento e tem dupla voltagem. Ideal para oficinas, serviços externos ou Hobbies. Pistola de Solda Mebrasi: É ligar e soldar.

**MEBRASI INDÚSTRIA E COMÉRCIO LTDA.**

Rua Ramiro Correia Monteiro, 55 - Jardim D'Abril

Osasco - São Paulo

Tel.: 803-3466

**PRODUTOS MEBRASI - NA LIDERANÇA**



## SUGADOR DE SOLDA SS-15

Patenteado



• BEM MAIS LEVE  
só 45 gramas

• MAIOR SEGURANÇA

• MAIOR VOLUME DE SUÇÃO  
ARMÁVEL COM UMA MÃO SÓ

Imprescindível na remoção de qualquer componente da placa de circuito impresso. Deixa furos e terminais limpos para novas montagens.

## FURADOR DE PLACAS

Fura com maior simplicidade e perfeição, placas de circuito impresso.



Manual  
Mais fácil

do que grampear papel

## SUPORE P/ PLACAS DE CIRCUITO IMPRESSO

REGULÁVEL



A 3ª MÃO

Mantém a placa firme, facilitando montagens, soldagens, consertos, testes, experiências, etc.

## CETEKIT - LABORATÓRIO P/ CIRCUITO IMPRESSO

Composto de: cortador de placa - perfurador de placa - caneta com tinta - placa virgem - percloro de ferro - vasilhame p/ corrosão - instruções p/ uso.

GRÁTIS

curso - Como Fazer uma Placa de Circuito Impresso.

Aos sábados - Centro de S. Paulo

Informações Tel.: 221-1728

**CETEISA** — Centro Técnico Indl. Sto Amaro Ltda

Rua Barão de Duprat, 312 - Sto Amaro - S. Paulo

Tels.: 548-4262 e 522-1384 - Cep. 04743



# Teste automático para integrados CMOS

Atuando por comparação com CIs padrão em bom estado, este prático circuito acusa automaticamente as falhas de qualquer integrado da família CMOS

Relação de componentes	
R1 a R24	— 48 k $\Omega$ — 1/4 W
R25	— 2,2 M $\Omega$ — 1/4 W
R26	— 33 k $\Omega$ — 1/4 W
R27	— 10 k $\Omega$ — 1/4 W
R28	— 1 k $\Omega$ — 1/4 W
P1	— 100 k $\Omega$ — potenciômetro linear
C1	— 2,2 $\mu$ F/25 V (eletrolítico)
C2	— 1,2 nF (poliéster)
C3	— 100 pF (cerâmico)
C4	— 10 $\mu$ F/25 V (eletrolítico)
Q1, Q2, Q3	— BC547
Q4	— BC557
C11, C12, C13	— 4070
C14, C15	— 4002
C16	— 4081
C17	— 4049
C18	— 555
C19	— 4020
D1, D2	— 1N4001

Este é um dos primeiros aparelhos desenvolvidos em minha empresa para o teste rápido de integrados CMOS. Trata-se de um circuito simples, que compara as saídas do CI sob teste com as de outro em bom funcionamento. Pode também ser utilizado para comparar saídas de CIs mais complexos, com pequenas alterações. Assim, por exemplo, permite testar placas lógicas com decodificadores, *gate arrays* e outros circuitos sem memorização. Componentes como *latches* e *flip-flops* também poderão ser testados, se forem antes colocados em sua condição inicial de operação, através de *reset*.

O circuito sugerido indica defeito no integrado por meio de um sinal sonoro. Se houver problemas com o tempo de comutação do circuito, o teste continuará e, ao mesmo tempo, soará um sinal audível de período variável, de acordo com o defeito. Anexo segue também o traçado de uma pequena placa de circuito impresso.

**Operação** — O circuito consiste em um oscilador (formado por C18), com uma frequência de 8 kHz, aproximadamente, que pode ser ajustada pelo potenciômetro P1. O sinal gerado pelo oscilador é aplicado à entrada de um con-

tador 4020 (C19), através de uma porta E — cuja função é inibir a contagem quando ocorre um erro de comparação, como veremos.

As saídas do contador são enviadas, através de resistores de atenuação (R1 a R24), aos pinos dos integrados padrão e sob teste, simultaneamente. Se o pino for uma entrada, o sinal proveniente do contador é assumido e enviado para as duas entradas da porta OU-exclusivo correspondente; o sinal não sofre alterações graças à alta impedância de entrada dos integrados CMOS.

No caso de o pino ser uma saída, o sinal desta prevalece na porta OU-exclusivo. Na eventualidade de surgir uma diferença de comparação, é gerado um sinal de erro, através das portas de C14, C15 e C16, que pára a contagem pela inibição da porta E do contador. Ao mesmo tempo, o sinal de erro é invertido por C17B, indo acionar o alarme pela porta C16D.

Pode-se reter o erro de comparação através de um *latch* ou *flip-flop* acrescentado ao circuito, que seja ativado por qualquer pulso de erro, tornando o aparelho extremamente sensível. Em nosso caso, que trabalhamos com baixas velocidades de comutação, não foi necessário.

Finalmente, um amplificador em

cascata é excitado pelo mesmo sinal de C18 e leva ao alto-falante o sinal de alarme sempre que é “chaveado” pelo sinal de erro. Variando-se o valor do capacitor C3, é possível variar a imunidade a ruídos e a tolerância do tempo de comutação. Nas aplicações em que o integrado CMOS tenha que responder a velocidades mais elevadas, simplesmente suprime-se o capacitor. O conjunto formado por C17A, R25 e C1 serve de *reset* automático para C19, quando o sistema é ligado.

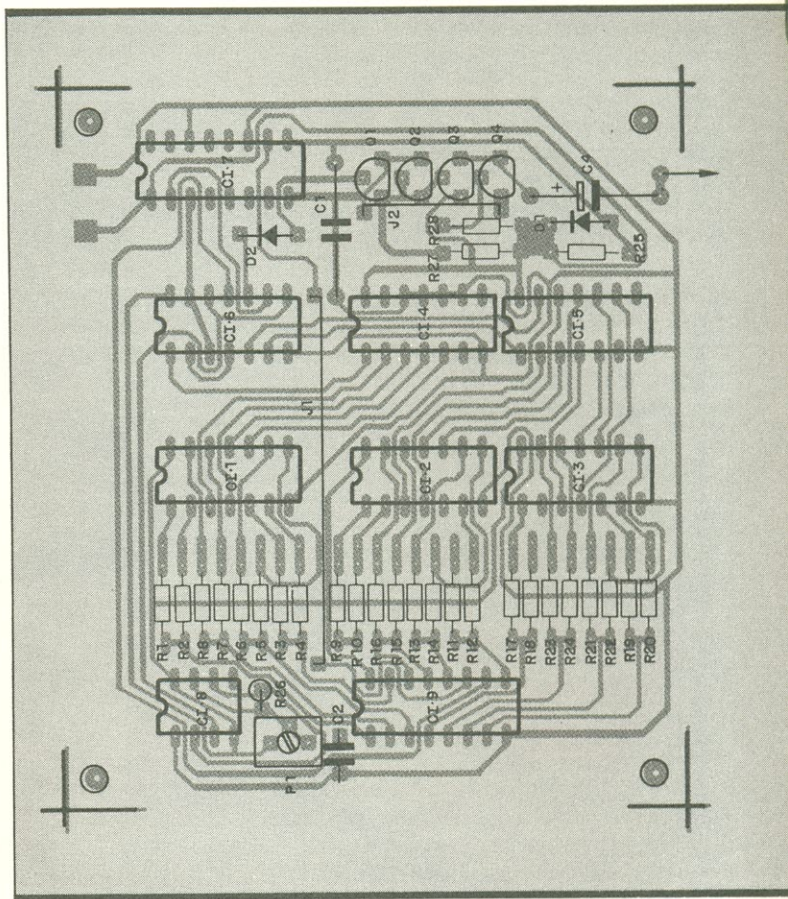
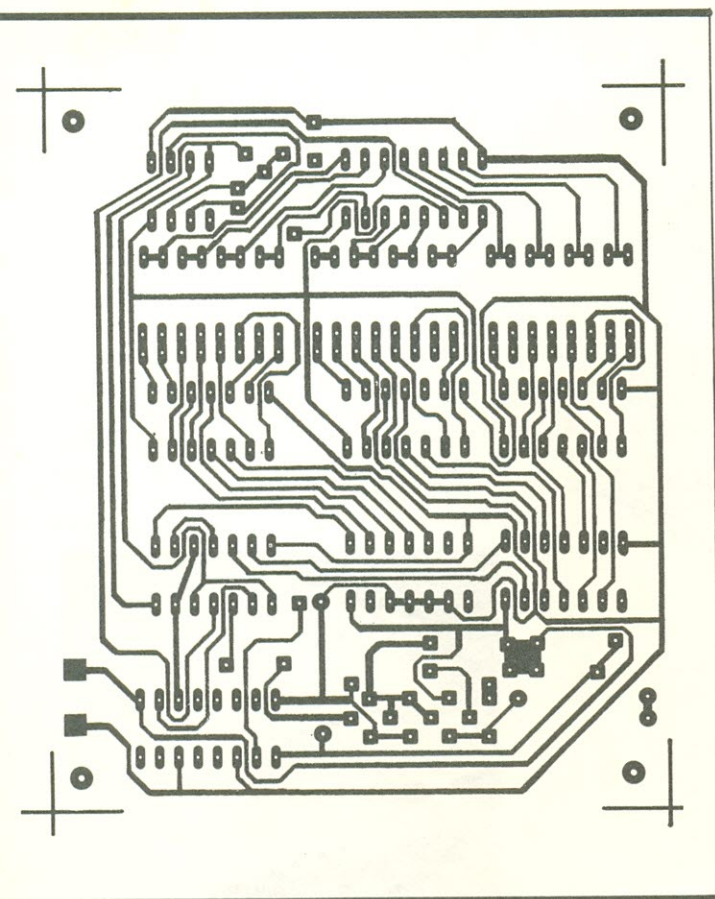
Em nosso projeto inicial, cada pino do CI em teste era monitorado através de um LED, que por sua vez era excitado por um BC547. Esse sistema permitia saber exatamente onde estava a falha. Posteriormente, deixamos apenas um LED, que indicava o fim de um ciclo de teste ao acender, pois era apenas o que nos interessava.

Atenção: Toda idéia publicada nesta seção dá direito a uma assinatura, por um ano, da Nova Eletrônica. Se você já for assinante, a publicação vai lhe garantir a renovação por mais um ano. Envie seu circuito acompanhado por um texto de no máximo duas páginas. Todo mês selecionamos uma entre as várias idéias recebidas.









NE

# instek CADA VEZ MAIS A SEU LADO

## GERADOR DE BARRAS

### IT. 9000/3-A



- 3 sistemas: PAL M - NTSC e N LINHA.
- Com áudio.
- 13 padrões de testes.
- R.F. Sinton. nos canais 2 e 3.
- Varredura: Vermelho, Azul, Verde e Branco.

## ANALISADOR/REATIVADOR DE CINESCÓPIO

### IT. 1430



- Escala minuciosamente elaborada, permitindo leitura rápida e precisa dos testes efetuados, para avaliação e rejuvenescimento do Cinescópio.
- Três processos de rejuvenescimento.

## FONTES ESTABILIZADORAS

### IT.3015, 3030 e 3050



- Três modelos: de 0 a 30 Volts de tensão e corrente de 1,5 A, 3 A e 5 A respectivamente.
- 4 níveis de tensão programáveis.
  - Protegidas contra curtos.
  - Regulação de linha: 0.01%.
  - Regulação de carga 0,1%
  - Ripple: 0.005 Volts

LANÇAMENTO: FONTE SIMÉTRICA  
IT. 3060S: 30 Volts, 6 Amperes com Indicadores digitais.

## GERADOR DE FUNÇÕES

### IT.100K



- Formas de Ondas: SENOIDAL, TRIANGULAR e QUADRADA.
- Frequência: 1 Hz a 100.000 Hz em 5 faixas.
  - Baixa distorção.
  - Ajuste do nível DC de saída entre +4 volts e -4 volts.

OS PRODUTOS INSTEK  
ENCONTRAM-SE  
À VENDA NAS PRINCIPAIS  
LOJAS DO RAMO DO PAÍS.

# instek

INSTEK - Instrumentação Eletrônica Ltda.  
Rua Félix Guilhem, 40/44 - Lapa  
05069 - São Paulo - SP  
Telefones: (011) 831-7246 e 831-7435



## À procura do defeito numa fonte transistorizada

*O caso exposto de defeito numa fonte de TV Telefunken serve de exemplo para se traçar o roteiro de ação com fontes transistorizadas*

*Como assinante da Nova Eletrônica já há algum tempo, aprecio muito esta seção e estou sempre dando uma olhadinha. Não sou especialista em TV nem me dedico à profissão de técnico, mas nas horas vagas, quando aparecem, tento consertar os aparelhos dos familiares e amigos. Foi numa dessas que a TV Telefunken modelo 665X, de minha mãe, "pifou". Não tinha som nem imagem. Comecei pela fonte, e lá encontrei alguns componentes danificados, como o D714 e o D715. O resistor R719 estava aberto. Após trocar esses componentes, liguei a TV e o fusível 702, de 3,15 ampêres, estourou. Troquei por outro e também estourou instantaneamente. Comecei a testar os demais componentes mas nada de novo, nenhum deles estava danificado. Gostaria de ter sua opinião e uma sugestão para o problema. Seria algo no horizontal? Se for, por onde começar? Antecipadamente, fico muito grato se me esclarecer algo. Até uma próxima.*

**Jorge Moraes Filho — Assis — SP**

Vamos aproveitar a sua dúvida, Jorge, e proceder a uma análise mais ampla do problema encontrado por muitos de nossos leitores. Especialmente por aqueles que, como você, não se de-

dicam profissionalmente ao reparo de televisores, mas vez por outra se encontram em situações de atender a um amigo ou familiar, frente ao famoso pedido: "Você não quer dar só uma espiadinha no meu TV, pode ser até um fio solto...". E pronto, a bomba explode na sua mão!

**Nos velhos tempos** — No tempo dos televisores com válvulas, dizia um amigo meu, era suficiente uma rápida espiada pela tampa traseira do aparelho para localizar o defeito. A ausência do filamento aceso denunciava a válvula queimada. O teste de uma válvula, ou mesmo a sua substituição, muitas vezes era feito pelo próprio dono do aparelho, com a tecnologia absorvida pela visita dos técnicos.

Assim, tornaram-se conhecidas do grande público as válvulas da imagem, do som, disto e daquilo como sendo as *únicas responsáveis* por todos os problemas do aparelho.

Com a substituição gradativa das válvulas pelos componentes do estado sólido ou semicondutores, esse tradicional e cômodo método da identificação visual de um componente queimado não mais pôde ser utilizado. Um diodo, transistor, circuito integrado,

SCR etc. possuem em geral o mesmo aspecto físico, quer estejam em bom estado ou "queimados".

Independentemente desse fato, os circuitos eletrônicos evoluíram bastante desde o tempo das válvulas, em função de uma constante exigência de qualidade e confiabilidade dos modernos receptores. Fontes chaveadas, dispositivos de proteção de faiscamento, limitação automática de consumo, enfim uma série de inovações que só se tornaram possíveis graças aos semicondutores.

Como em tudo, porém, sempre existe o outro lado da moeda. Os modernos receptores exigem um pouco mais dos técnicos na hora de uma manutenção. Esse "um pouco mais" se refere à análise do circuito, ao exame criterioso do esquema elétrico do aparelho e, sobretudo, à teoria mínima indispensável a este trabalho.

Vamos então analisar o caso apresentado e procurar conduzir a pesquisa do defeito.

**O segredo de uma pesquisa** — "Seria algo no horizontal? Se for, por onde começar?" Seja qual for o nível do técnico, desde que é ele quem está à frente das decisões, todas as suspeitas por ele levantadas devem ser verificadas. Esse é o princípio mais óbvio que deve ser aplicado em todos os setores da vida, porém, infelizmente, poucos se valem dele.

Conforme já tive oportunidade de citar em outras edições, não existem fórmulas mágicas nem receitas prontas. Obviamente, dependendo do grau de desenvolvimento do técnico, as suspeitas poderão ser mais ou menos lógicas em decorrência da sua experiência anterior. Mas, de qualquer forma, esse não é um argumento válido para justificar a imobilização de um técnico diante de um problema para ele desconhecido. Se assim fosse, hoje não teríamos técnicos experientes, que adquiriram esta experiência exatamente por não terem acesso a soluções prontas.

**Sensibilidade dos transistores** — Voltando a analisar o "outro lado da moeda", os componentes do estado sólido, ao lado das inúmeras vantagens que apresentam com relação às válvulas, exibem um ponto nevrálgico: a sua sensibilidade às sobretensões.

As válvulas, com sua robustez mecânica (não do vidro) e distância entre eletrodos maior, suportavam tranquilamente os picos de tensão que surgem esporadicamente num receptor de TV, causados pela presença da tensão de MAT no circuito. Já os transistores e diodos não oferecem a mesma tranquilidade e, não raras vezes, são vítimas mortais dessa ocorrência. E a coisa



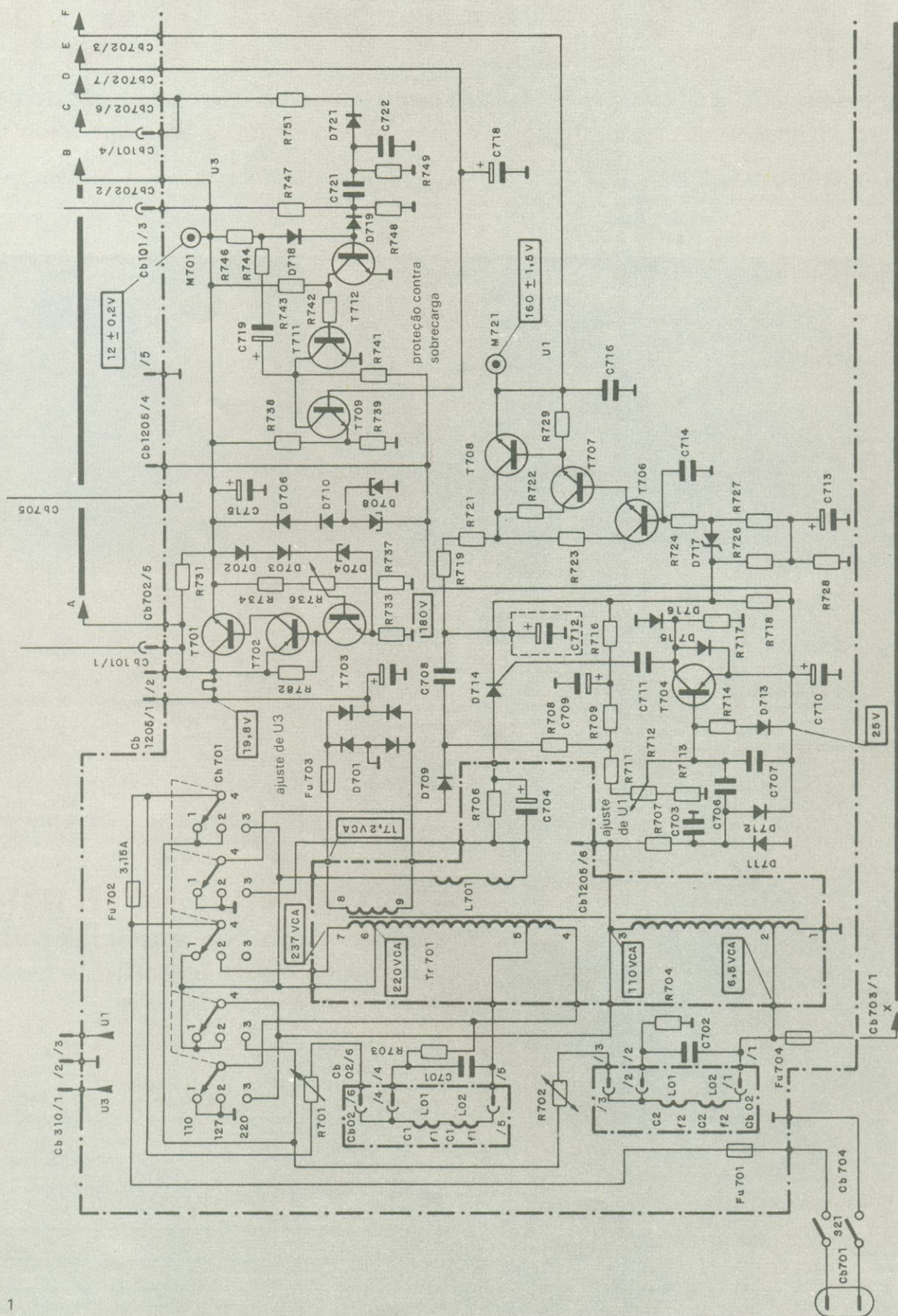


Fig. 1

Entrada de rede e fonte de alimentação do receptor Telefunken modelo 665X.



não pára por aí, pois em circuitos com acoplamento direto, principalmente nas fontes de alimentação, pode ocorrer que a destruição de um semicondutor produza uma reação em cascata, levando de emburlo os seus vizinhos inocentes.

O componente D714 do receptor Telefunken que estamos analisando (fig. 1) é um diodo controlado de silício — SCR — e não um retificador comum. Sua função é pré-regular a tensão de 180 volts entregue ao regulador série T708, que fornece finalmente a tensão U1 de 160 volts.

O resistor R719 aberto, conforme foi relatado pelo leitor, indica claramente o excesso de consumo de corrente por este circuito, cuja origem deve ser descoberta. Mais uma evidência da anormalidade de consumo é a queima do fusível de rede.

Nesses casos, costumo adotar um procedimento de eliminações por partes, o qual, apesar de mais trabalhoso (tudo tem o seu preço), certamente conduz ao foco do problema, que, conforme já adiantei, poderá estar em mais de um componente.

**Sugestão** — O regulador série formado pela associação de T706, T707 e T708 (amplificadores de corrente) nada mais é do que um circuito "seguidor de emissor", de tensão de referência fornecida à base de T706 pelo diodo zener D717. Desconecte a saída de tensão regulada desta fonte (conector Cb702/3) e, com um ohmímetro (TV desligado da rede), verifique se há um curto-circuito com a terra neste ponto, do lado da fonte ou do circuito alimentado por ela. Proceda ao teste com as duas polaridades das pontas de prova do instrumento, pois a presença de diodos ou capacitores eletrolíticos no circuito fornecerá resultados diferentes em função dos pólos do instrumento.

O circuito horizontal alimentado pela tensão U1 pode exibir baixa resistência, mas nunca a indicação de zero ohm (curto-circuito). Caso suspeite da leitura (lembre-se de que toda suspeita deve ser averiguada), não tomará muito tempo comprovar as junções do transistor de saída horizontal, principalmente entre emissor e base, que somente deve ser condutora no sentido direto de polarização. É importante desconectar pelo menos dois dos terminais do transistor, para este tipo de verificação.

Além do transistor de saída horizon-

tal, os componentes do circuito que mais merecem desconfiança são: o diodo de amortecimento (quando existir) e o capacitor de sintonia. Alguns transistores de saída horizontal possuem a junção coletor-base com características elétricas suficientes para suportar o pico reverso de tensão, dispensando o diodo de amortecimento externo, que é ligado entre o coletor e o emissor (terra). O capacitor de sintonia do retraço do horizontal é também conectado entre o coletor e o emissor do mesmo transistor, sendo, portanto, um capacitor de alta isolamento, mas que, vez por outra, tem também os seus momentos de fraqueza, entrando em curto.

Outra prática que igualmente pode ser adotada para a procura do defeito, nesses casos, é isolar a fonte de alimentação dos circuitos do TV, fazendo-a funcionar alimentando uma carga simulada, que poderá ser um conjunto de resistores de fio ou lâmpadas com valor adequado. Devemos sempre lembrar que os circuitos de potência são dimensionados para trabalhar com carga e não devem operar completamente abertos. A carga simulada poderá ter valor inferior ao consumo original da fonte, sendo que o mais importante é não deixá-la totalmente aberta.

Com a simulação, o técnico poderá realizar importantes medições no circuito, independentemente de outros problemas no receptor. Cabe agora uma ressalva a esse procedimento. Há fontes de alimentação, do tipo chaveadas, cujo chaveamento é comandado pelo circuito horizontal, o que impede a aplicação do recurso descrito. Portanto, é muito importante que o técnico saiba tomar decisões práticas frente ao aparelho que está reparando, e isto vem reforçar aquele nosso ponto de vista de que *não existem receitas prontas*.

Para finalizar o tema, no caso do receptor Telefunken que estamos analisando, poderíamos ainda indicar a opção de eliminar o circuito do SCR e alimentar o resistor R719 com uma tensão CC externa do mesmo valor, para comprovar se o restante do circuito opera normalmente.

As sugestões que apresentei representam algumas dentre as muitas alternativas, das quais um técnico pode lançar mão para solucionar um problema. E se conduzir-se por um raciocínio lógico, sempre será recompensado pelo tempo aplicado.

## (VENDAS POR REEMBOLSO, ATACADO E VAREJO)

### KITS DO PROF. BEDA MARQUES

<input type="checkbox"/> - (0245) Reativador de pilhas e baterias — triplica a vida .....	75,00
<input type="checkbox"/> - (0546) Testatram — testa transistores no circuito .....	204,00
<input type="checkbox"/> - (0143) New-buzz — buzina para carro, super potência .....	360,00
<input type="checkbox"/> - (0427) Buzina brasileira — buzina inédita (chamamuié) .....	204,00
<input type="checkbox"/> - (0810) Voz do robô .....	175,00
<input type="checkbox"/> - (0049) Teste rápido para diodos e leds — importante para bancada .....	120,00
<input type="checkbox"/> - (0622) Eliminador de bateria — de 9 volts ..	128,00
<input type="checkbox"/> - (K049) Injetuj — provador para consertos em rádios .....	108,00
<input type="checkbox"/> - (0338) Passarim automático — passarinho eletrônico .....	156,00
<input type="checkbox"/> - (KV01) Alarmak — alarme anti-roubo para carro .....	114,00
<input type="checkbox"/> - (0330) Prote-porta — alarma localizado para portas .....	264,00
<input type="checkbox"/> - (0341) Orelhão — telescópio acústico, escuta longe .....	516,00

marque com ☒ , Valor total .....

ENVIAR PARA CAIXA POSTAL 44841 — SP

nome .....

end. ....

bairro .....

cidade .....

estado ..... CEP .....

☐ — Solicitação da relação de 133 KITS DO PROF. BEDA MARQUES — grátis.

### PRODUTOS EM KITS — LASER

<input type="checkbox"/> - Ignição eletrônica .....	215,00
<input type="checkbox"/> - Amplificador 30 W .....	127,00
<input type="checkbox"/> - Amplificador 30 + 30 .....	238,00
<input type="checkbox"/> - Amplificador 50 W .....	161,00
<input type="checkbox"/> - Amplificador estéreo 50 + 50 .....	331,00
<input type="checkbox"/> - Amplificador 130 W .....	229,00
<input type="checkbox"/> - Pré-Universal .....	85,00
<input type="checkbox"/> - Pré-Tonal grave/agudo .....	212,00
<input type="checkbox"/> - Luz Rítmica 1 canal .....	110,00
<input type="checkbox"/> - Luz Rítmica 3 canais .....	212,00
<input type="checkbox"/> - Provador de transistor .....	76,00
<input type="checkbox"/> - Provador de bateria .....	76,00
<input type="checkbox"/> - Dimer 1000 Watts .....	136,00

(Kit montado — ACRÉSCIMO DE 20%)

### FERRO DE SOLDAR (110 ou 220 V)

<input type="checkbox"/> - Ferro de soldar 30 W, 4 chaves de fenda e 1 metro de solda .....	52,00
---	-------

### DIVERSOS

<input type="checkbox"/> - Campainha musical 110 ou 220 V. — para residência .....	360,00
<input type="checkbox"/> - Módulo relógio MA1022 = MA1023 .....	280,00
<input type="checkbox"/> - Fone para Walkman .....	75,00
<input type="checkbox"/> - CI TDA1510 .....	72,00
<input type="checkbox"/> - SN76477 (ger. sons) .....	250,00
<input type="checkbox"/> - CI 7930 (musical) .....	65,00
<input type="checkbox"/> - Pedal ES-2 (wha-wha — Distorsor e pedal de volume para guitarra) .....	950,00

marque com ☒ , Valor Total .....

ENVIAR PARA EMARK — Rua General Osório, 185

nome .....

end. ....

bairro .....

cidade .....

estado ..... CEP .....

### EMARK ELETRÔNICA COMERCIAL LTDA.

Rua General Osório, 185 — Fones: (011) 221-4779  
223-1153 — CEP 01213 — São Paulo — SP

☐ — PEDIDO POR REEMBOLSO  
☐ — Solicitação de catálogo de componentes EMARK (grátis)



# Áudio digital: o som do futuro

*Durante quase cem anos, o  
princípio da gravação e  
reprodução sonora usado por  
Edison foi absoluto.*

*Agora, na década de 80, esse  
campo sofre uma revolução com  
o áudio digital e a leitura por laser*

**D**esde os primórdios da civilização, o homem desejou registrar e reproduzir os sons naturais. Na maioria das invenções, muitos foram os arquitetos de idéias, porém poucos aqueles que conseguiram glorificar-se materializando-as. Assim, o registro sonoro não é uma exceção à regra, pois, apesar dos diversos precursores, foi somente a partir de 1870, com o fonógrafo, inventado acidentalmente por Thomaz A. Edison, que os sons puderam ser convenientemente armazenados e reproduzidos.

A máquina falante de Edison — cujo princípio mecânico consistia nas oscilações produzidas por um estilete ou agulha, para a gravação e reprodução dos padrões sonoros na superfície de uma lâmina fina, sob a forma de cilindro — foi durante 100 anos a base da tecnologia da indústria fonográfica.

Devido às peculiaridades de ordem científica, tecnológica ou mesmo histórica envolvidas, é evidente que discurrir sobre todas as inovações introduzidas desde o cilindro de Edison até o disco estereofônico seria uma tarefa complexa demais para o âmbito do presente artigo. Entretanto, pela sua importância, os principais marcos desta evolução estão cronologicamente ilustrados conforme a Tabela 1, permitindo, desta maneira, que o leitor pos-

sa compreender de forma objetiva o aparecimento do disco compacto de leitura óptica, através de luz coerente ou *laser*.

**O áudio digital** — A tecnologia eletrônica digital vem revolucionando a indústria fonográfica, tornando possível registros sonoros de alta qualidade, com baixíssimas distorções, incapazes de serem obtidos com o processo analógico. Isso foi se evidenciando conforme os métodos de medidas padronizados para a avaliação da qualidade dos registros sonoros produzidos pelas três fontes básicas — discos, fitas magnéticas e transmissões em FM — foram sendo aperfeiçoados. Constatou-se que os respectivos desempenhos, do ponto de vista de margem dinâmica, ou seja, da quantidade do sinal em relação ao nível de ruído e de distorção, apresentavam-se deteriorados pela presença de elementos espúrios.

Mas, como a eletrônica digital foi empregada para melhorar essa sistemática degradação dos padrões sonoros analogicamente produzidos? Como visto, foi por meio dos novos parâmetros de medidas eletrônicas que se conseguiu a detecção de elementos espúrios introduzidos no sinal analógico. Analisando de forma global e individualmente cada elo de uma cadeia de

áudio, os engenheiros determinaram que, para a melhoria da qualidade, os futuros desenvolvimentos deveriam concentrar-se principalmente na área de gravação, originando um novo e revolucionário tipo de gravador, capaz de permitir o registro e a reprodução do sinal musical com elevada margem dinâmica e isento de distorções.

O contínuo desenvolvimento da fabricação de fitas magnéticas está baseado em formulações avançadas, usando partículas metálicas com menores dimensões, feitas em ligas especiais com excelente coeritividade. Aliado a novos conceitos eletromecânicos introduzidos no gravador, como por exemplo cabeças gravadoras/reprodutoras, mecanismos de transporte mais precisos e processos de expansão/compressão tipo Dolby e Dbx, obteve-se uma sensível melhoria da gravação magnética, no que tange à sua margem dinâmica.

Entretanto, apesar dessas inovações tecnológicas, condições de ordem físico-econômicas continuavam a limitar o uso da instrumentação analógica. Para contornar as dificuldades, a partir de meados da década de 70, a modulação por impulso-código começou a ser empregada de forma que os sinais analógicos produzidos pela fonte sonora natural pudessem ser digitalmente convertidos tanto para a gravação como a reprodução.

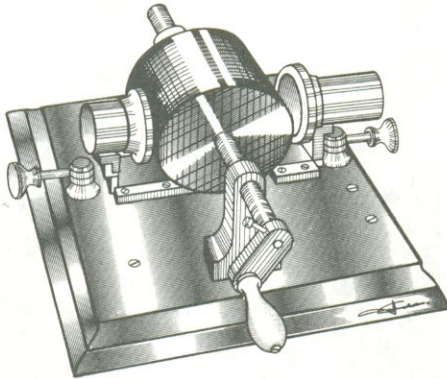


**Modulação por impulso-código** — A modulação por impulso-código, sigla em inglês PCM (*pulse code modulation*), derivou de pesquisas efetuadas na área das comunicações. Como lembrete, neste campo, alguns outros métodos já estavam sendo usados, entre os quais a modulação em amplitude e a modulação em frequência, respectivamente abreviadas como AM e FM, ambas de origem analógica, uma vez que operam com quantidades variáveis continuamente. Na realidade, a modulação nada mais é do que um processo que modifica algumas características de uma onda chamada portadora, de modo que ela varie sua amplitude, frequência ou fase de acordo com o valor instantâneo de outra onda, chamada moduladora ou sinal.

Assim, a modulação por *impulso-código*, a qual, para efeitos práticos, será designada por PCM, pode ser definida como um método de modulação que abrange a conversão de uma forma de onda analógica em digital por



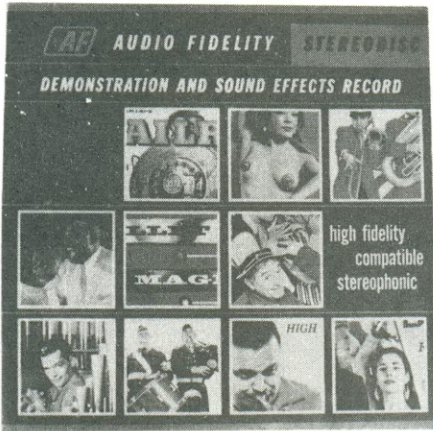

# Principais marcos tecnológicos da evolução do disco de gravação analógica

Tabela 1

Marco	Aspecto visual	Evolução técnica	Escala histórica
Cilindro de Edison		<p><i>Material de prensagem:</i> lâmina fina com dois milésimos de polegada, feita de liga de estanho-chumbo.</p> <p><i>Principais características apresentadas:</i></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>— densidade de sulco: 10/polegadas;</li> <li>— método de gravação: vertical, com velocidade de sulco constante;</li> <li>— velocidade: 60 rpm;</li> <li>— agulha de gravação/reprodução: feita em aço, com ponta cônica e raio de 16 milésimos de polegada;</li> <li>— diâmetro do cilindro: 4,97 polegadas.</li> </ul> <p><i>Comentários:</i> A lâmina que recobria o cilindro era feita pelo processo de Crookes, que consistia em laminar-se placas de chumbo recobertas com estanho.</p>	1877
Disco plano de Berliner		<p><i>Material de prensagem:</i> vulcanite ou borracha dura.</p> <p><i>Principais características apresentadas:</i></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>— velocidade: 70 rpm;</li> <li>— processo de corte: lateral ou modulação horizontal;</li> <li>— matriz elaborada por processo de eletrotipia;</li> <li>— possibilidade de produção de grande quantidade de cópias;</li> <li>— maior faixa dinâmica.</li> </ul> <p><i>Comentários:</i> No processo de gravação inventado por Emil Berliner e patenteado sob o nome de <i>gramofone</i>, os padrões sonoros eram gravados no sulco da matriz por processo químico, ao invés da energia acústica das ondas sonoras. Desta maneira, conseguia-se um maior volume sonoro na gravação, a qual podia, então, ser reproduzida através de uma campânula ligada diretamente ao diafragma.</p>	1888
Disco long playing		<p><i>Material de prensagem:</i> resina sintética vinilite.</p> <p><i>Principais características apresentadas:</i></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>— padrões sonoros gravados em microsulco;</li> <li>— velocidade: 33 1/3 rpm, permitindo maior tempo de reprodução;</li> <li>— maior faixa dinâmica;</li> <li>— resposta de frequência: de alta-fidelidade;</li> <li>— maior vida útil;</li> <li>— ausência de ruído de fundo;</li> <li>— reprodução usando baixa pressão de agulha;</li> <li>— menor diâmetro da ponta da agulha.</li> </ul> <p><i>Comentários:</i> O LP, desenvolvido nos laboratórios da Columbia, onde um dos precursores foi o Dr. Peter Goldmark, permitia maior quantidade de informações sonoras, reduzindo consideravelmente o espaço ocupado, quando comparado ao disco 78 rpm.</p>	1948



# Continuação da Tabela 1

Marco	Aspecto Visual	Evolução técnica	
Disco long playing com gravação estereofônica		<p><i>Material de prensagem:</i> vinil.</p> <p><i>Principais características apresentadas:</i></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>— resposta de frequência: 30-18 000 Hz;</li> <li>— velocidade: 33 1/3 rpm;</li> <li>— modulação: ortogonal para gravação dos caracteres sonoros de ambos os canais;</li> <li>— diâmetro do disco: 10 e 12 polegadas;</li> <li>— faixa dinâmica: 45 a 55 dB;</li> <li>— equalização: padronizada por curva RIAA (<i>Record Industry Association of America</i>);</li> <li>— reprodução com baixa pressão de agulha: 0,5 a 2,0 g.</li> </ul> <p><i>Comentários:</i> Este tipo de disco, devido à sua ampla resposta de frequência e elevada margem dinâmica, permitiu a gravação e reprodução dos sons naturais sem distorções, com uma clareza e definição evidenciada pelo chamado efeito estereofônico.</p>	1956
Disco long playing com gravação digital		<p><i>Material de prensagem:</i> vinil de alta categoria.</p> <p><i>Principais características apresentadas:</i></p> <ul style="list-style-type: none"> <li>— resposta de frequência: plana, de 0-21 kHz (–3 dB a 22 kHz);</li> <li>— relação sinal/ruído: 90 dB RMS (não ponderado);</li> <li>— trêmulo (<i>flutter</i>): imensurável;</li> <li>— desafinação (<i>wow</i>): imensurável;</li> <li>— distorção por intermodulação: nula;</li> <li>— diafonia: nula.</li> </ul> <p><i>Comentários:</i> Basicamente, a gravação digital consiste em se transferir, para uma fita, sinais de áudio simbolizados na forma de caracteres numéricos, os quais representam a sua amplitude de frequência num determinado tempo. Esta técnica permite que os padrões sonoros gravados sejam virtualmente idênticos àqueles encontrados no som original.</p>	1980

meio de um código. Basicamente, o seu princípio consiste em se amostrar o sinal do padrão musical por uma frequência fixa, verificando-se o valor do nível amostrado. Se a frequência fixa usada para amostrar a forma de onda original for corretamente determinada, então, a amostragem original poderá ser previamente restabelecida por meio de cálculo baseado no próprio nível.

O valor de cada nível amostrado é, portanto, convertido em notação binária. Desta forma, por exemplo, a resolução do sistema pode ser de 14 ou 16 dígitos binários, ou bits. A configuração de dígitos binários é conhecida como quantificação, sendo mais usadas as de 14 ou 16 bits. O processo PCM completa-se quando os valores digitais, representando cada nível amostrado original, estiverem interligados, to-

mando a forma de um encadeamento de caracteres, de uns e zeros, como mostra a Tabela 2.

O sinal codificado dessa maneira apresenta as seguintes vantagens:

*ausência de distorção* — mesmo que ocorra algum tipo, inerente à operação de amostragem, pode-se eliminá-la por meio de códigos de correção;

*multiplexação* — um único impulso codificado permite englobar vários outros tipos de sinais; em outras palavras, o sinal é multiplexado sem a ocorrência de diafonia;

*relação sinal/ruído* — sua qualidade está ligada à configuração dos dígitos binários; desta forma, durante a modulação, pelo aumento dos chamados dígitos binários de quantificação, obtém-se uma excelente relação sinal/ruído, superior à do sistema analógico.

**O princípio da técnica PCM** — De uma forma sucinta e sem contudo entrar no mérito de aspectos teóricos, a técnica PCM pode ser esquematizada conforme ilustra o quadro da Tabela 3.

**Aplicação da técnica PCM em áudio** — A aplicação da técnica PCM em áudio começou no final da década de 60, no Japão, utilizando um gravador de vídeo com cabeça de varredura helicoidal. Apesar de os princípios básicos da gravação analógica serem os mesmos dos sinais PCM, o equipamento desta natureza, ou seja, os gravadores digitais, apresenta características próprias devido à grande largura de faixa necessária para o registro dos sinais.

Várias concepções foram desenvolvidas para aumentar a densidade de gravação, pois, enquanto o tipo analó-



gico necessita do chamado ajuste de polarização (*bias*) para manter sua linearidade, o mesmo não ocorre com o tipo digital, o qual, por exemplo, pode operar pela saturação da fita magnética oriunda de um intenso, porém adequado, campo magnético. Assim sendo, tem-se o sistema de cabeça rotativa dos gravadores de vídeo, como aqueles de cabeça estacionária, capaz de registrar e dispersar um canal de dados em diversas pistas.

Por volta de 1980, esse tipo de gravador fazendo uso da técnica PCM já estava sendo largamente empregado na gravação de discos *long playing* de altíssima qualidade. Não tardou para que esse sistema, derivado da tecnologia dos gravadores de vídeo, conduzisse a novos e melhores processos de aplicação da técnica PCM em áudio.

#### A gravação de vídeo em discos —

Com a gravação de vídeo em discos, surgiram no cenário mundial três sistemas diferentes de detecção do sinal de vídeo: o óptico, o capacitivo e o mecânico ou piezelétrico.

No *óptico*, o sinal de vídeo é registrado como uma série de cavidades microscópicas sobre um disco, e lido por um feixe de luz coerente ou *laser*. Por sua vez, o *capacitivo* emprega variações eletrostáticas para registrar o sinal, enquanto que, no *mecânico*, a informação contida nas microcavidades da superfície é captada pelas oscilações de um elemento piezelétrico que as converte em sinais elétricos.

Enquanto nos dois últimos sistemas ocorre contato com a superfície do disco, de forma que o sinal possa ser detectado, no óptico isto é desnecessário. Na prática, entretanto, os três sistemas não apresentavam compatibilidade entre si e a impossibilidade dos seus idealizadores de chegar a um consenso tecnológico para se obter a necessária padronização logo inviabilizou o projeto dos videodiscos.

Mas a experiência advinda com os videodiscos não foi em vão, pois, em 1977, vários fabricantes se reuniram, estabelecendo bases para o lançamento de um sistema unificado. Surgiu, então, o chamado DAD — *digital audio disco* — ou disco de áudio digitalizado. Os primeiros DAD eram do tamanho do disco *long playing* comum e ainda apresentavam algumas deficiências, como pouca capacidade de retenção de informações sonoras — em média 30 minutos de gravação — e, por outro lado, toca-discos desproporcionalmente grandes e primitivos para a tecnologia envolvida (fig. 1).

Foi somente no início da década de 80 que dois fabricantes, a Sony, no Japão, e a Philips, na Holanda, somando suas concepções tecnológicas para o

### Equivalência dos sistemas de notação decimal e binário

Tabela 2

decimal	binário
0	0
1	1
2	10
3	11
4	100
5	101
6	110
7	111
8	1000
9	1001
10	1010
11	1011
12	1100

<p>Baseia-se numa seqüência de 10 diferentes números, de 0 a 9. Os maiores que 9 são indicados por combinação dos dez dígitos básicos, definindo as centenas, as dezenas e a unidade.</p> <p>Exemplo:</p> <table border="1" style="margin-left: 40px;"> <tr> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </table>	1	0	<p>As combinações empregam os números 1 e 0. Para exprimir aqueles maiores que 1, empregam-se outras colunas, ou seja, 2(s), 4(s), 8(s) etc., de modo semelhante à notação decimal.</p> <p>Exemplo:</p> <table border="1" style="margin-left: 40px;"> <tr> <td>1</td> <td>0</td> <td>1</td> <td>0</td> </tr> </table>	1	0	1	0
1	0						
1	0	1	0				

Na prática, os dígitos binários representam um permanente estado de sim/não. No caso do método PCM, que emprega pulsos para indicar os valores amostrados, é a ausência ou presença do sinal. Um sistema de notação decimal com 10 diferentes números não poderia ser empregado para configurar os padrões sonoros assim modulados.

DAD, propuseram o mundialmente adotado sistema de disco de áudio digital compacto, popularmente conhecido como CD ou *Compact Disc*.

**O disco de áudio digital compacto** — O disco de áudio digitalizado compacto, ou CD, vem atualmente revolucionando a indústria fonográfica pela sua excelente qualidade sonora e praticidade, resultado direto da tecnologia *laser* com a reprodução digital, aliada a um toca-discos compacto de operação totalmente automática.

Esse sistema, onde o *hardware* e o *software* foram respectivamente desenvolvidos pelas empresas holandesa e japonesa, em linhas gerais, quando comparado às duas concepções originalmente propostas, apresenta um novo formato, de 120 mm de diâmetro, e a quantização aumentada para 16 códigos binários lineares. Além disso, o seu desempenho foi bastante melhorado pela introdução de um código de correção de erro denominado CIRC — *Cross Interleave Reed-Solomon Code* —, de elevada capacidade para a detecção e correção de erros aleatórios, tendo como método de modulação do sinal o código EFM — *Eighth to Fourteen Modulation Code* —, cuja finalidade é aumentar a densidade de informação num conjunto de códigos binários.

À primeira vista, tanto o CD como o seu toca-discos são bastante peculiares, quando comparados ao sistema analógico convencional. Assim, a face

do disco mostrada na figura 2 não apresenta os tradicionais sulcos encontrados nos LPs 33 1/3 rpm, pois os sinais de áudio agora digitalizados na forma de caracteres microscópicos ficam abaixo da superfície do disco, e são protegidos por uma fina, porém resistente, película, que os torna praticamente indestrutíveis, já que não são suscetíveis aos costumeiros danos causados por poeira, manuseio indevido etc.

Os caracteres de informação gravados desse modo são detectados sem qualquer contato físico com a superfície do disco, através de um feixe *laser* geralmente de AlGaAs. O dispositivo denominado captador ou agulha óptica é montado no toca-discos, como se vê na figura 3: basicamente, consiste numa unidade compacta, onde se aloja todo o sistema eletromecânico. O disco é colocado numa gaveta retrátil, cujo programa musical pode ser pré-selecionado automaticamente, ou mesmo por meio de um controle manual, que desloca o captador faixa a faixa.

Quanto ao processo de produção dos discos compactos, sua tecnologia ainda apresenta a vantagem de ser independente da natureza da gravação original, significando que vários tipos de matrizes, incluindo evidentemente as analógicas, podem ser reaproveitados e transcritos para o CD. Todavia, a reedição de gravações mais antigas, geralmente aquelas de caráter analógico, nem sempre é uma tarefa tão sim-



# Princípio da técnica PCM: da informação original até a recuperação do sinal

Tabela 3

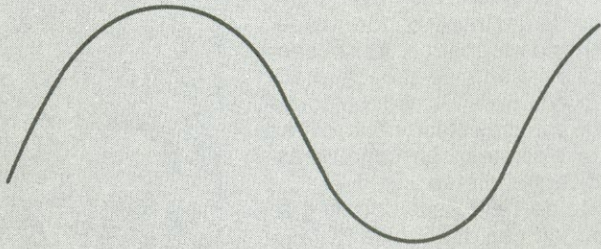
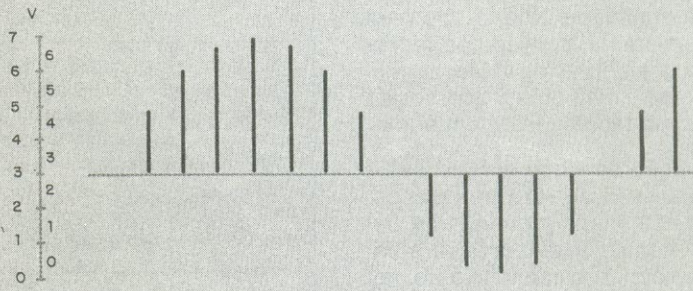
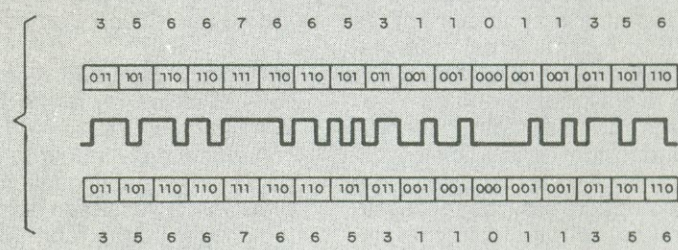
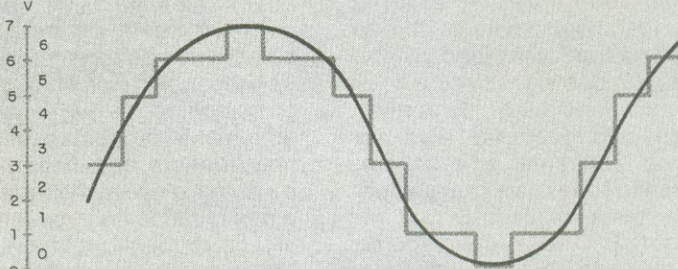
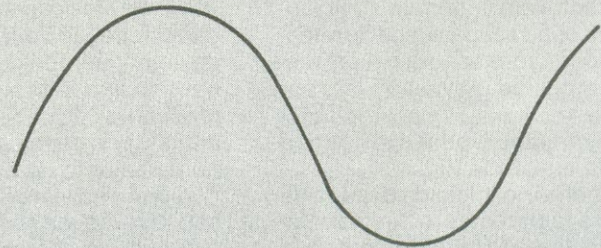
Amostragem	<p>Processo onde são retiradas as amostras do sinal original, de forma que o mesmo possa ser integralmente reconstituído a partir daquelas.</p> 
Quantificação	<p>Processo pelo qual se aproximam os valores das amostras obtidas do estágio anterior para níveis predeterminados, pois seria impossível dentro da técnica PCM codificar-se infinitos níveis. Observa-se, entretanto, que há uma diferença entre o sinal amostrado e após sua quantificação, originando o chamado erro de quantificação, que na prática aparece na forma de ruído, o ruído de quantificação. Para minimizá-lo, aumenta-se o número de níveis, dando origem à chamada quantificação linear, quando o espaçamento entre eles é constante, e não linear, quando o espaçamento é inconstante.</p> 
Codificação	<p>É o estágio onde são dados códigos binários aos diversos níveis de quantificação.</p> 
Decodificação	<p>Processo inverso à codificação, consistindo em, a partir dos valores codificados, transformá-los em amostras quantificadas com os mesmos valores antes de serem codificados.</p> 
Filtro passa-baixas	<p>É o elemento que recupera o sinal original a partir das amostras, deixando passar, de todo o espectro gerado no processo de amostragem, somente a fundamental do sinal.</p> 





Fig. 1

Um dos primeiros videodiscos lançados pela Philips nos EUA.

ples. Vale ressaltar que a escolha do material sonoro deve ser feita considerando-se sua qualidade sonora, pois, caso contrário, a técnica digital pouco poderá fazer para melhorá-la.

Esse talvez seja um dos motivos da polêmica entre os audiófilos puristas, que questionam a qualidade do disco compacto como meio de gravação, ao ouvirem certos exemplares nem sempre elaborados com o devido critério. Como toda nova tecnologia apresenta prós e contras, o CD não é nenhuma exceção. Desta maneira, para que o dis-

co compacto possa ser facilmente identificado quanto à matriz, processo de mixagem, transcrição e edição empregados na sua produção, a Sociedade dos Estúdios de Gravação Profissional (Society of Professional Audio Recording Studios — SPARS — EUA) estabeleceu uma codificação alfabética, geralmente adotada pelas gravadoras, que é impressa no rótulo ou no próprio livreto da gravação, como exemplifica a figura 4. Esta codificação é bastante simples, pois a primeira letra identifica a natureza analógica ou digital da



Fig. 2

Disco de áudio digitalizado compacto.

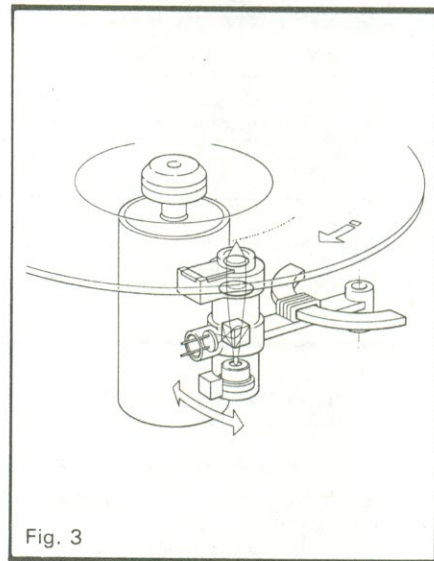


Fig. 3

Dispositivo para leitura óptica por meio de feixe laser.

matriz original, enquanto que a segunda e a terceira indicam, respectivamente, o processo de mixagem, edição ou transcrição do programa sonoro. A Tabela 4 resume o significado dos códigos encontrados no CD.

#### Algumas dicas para o audiófilo —

Apesar da arrojada concepção tecnológica que lhe imprime total automação e robustez, quando comparado ao seu congênera analógico, delicado e exigente em ajustes, é fundamental, ao operar-se um toca-discos digital, observar certas regras básicas para se obter um perfeito funcionamento:

- o toca-discos deve ficar sempre sobre uma base ou prateleira rígida, isenta de vibrações, e que permita total circulação do ar;
- manter sempre limpo o interior da gaveta retrátil do toca-discos, onde é colocado o disco CD;
- evitar colocar o aparelho num ambiente úmido, o que poderia causar condensação sobre a agulha óptica, mais precisamente sobre o feixe de luz laser, e dificultaria a trilhagem;

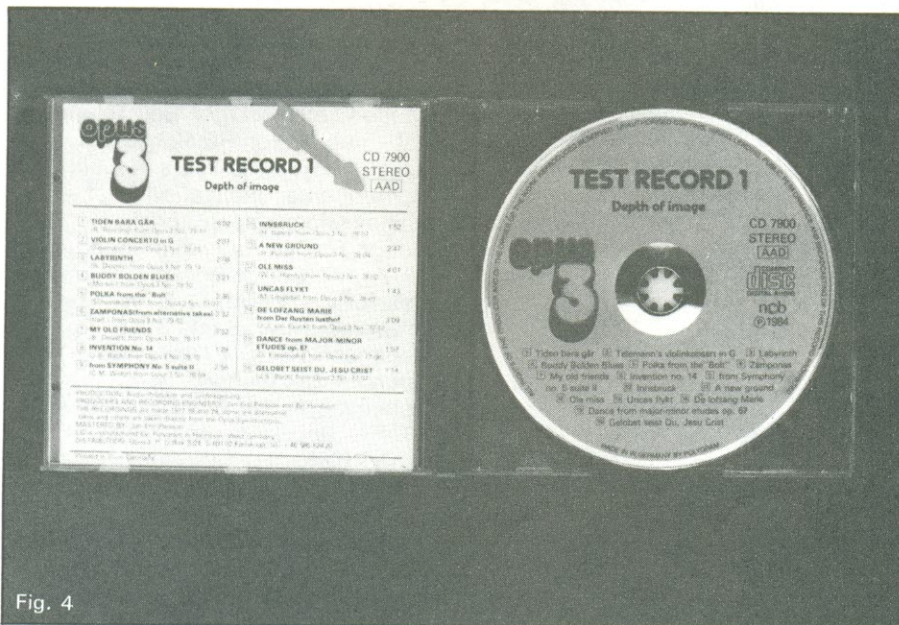


Fig. 4

A seta na fotografia indica o código alfabético, no caso AAD, designado pela SPARS para indicar a natureza do processo de gravação, mixagem e transcrição empregado na produção do disco CD.





Fig. 5

### Codificação alfabética usada nos discos compactos

Tabela 4

codificação	significado
DDD	Gravador digital usado tanto no processo de gravação original como na mixagem, edição e transcrição.
ADD	Gravador analógico usado durante a seção de gravação; gravador digital usado durante a subsequente mixagem, edição e transcrição.
AAD	Gravador analógico usado durante a seção de gravação como também na subsequente mixagem e edição, sendo a transcrição feita em gravador digital.

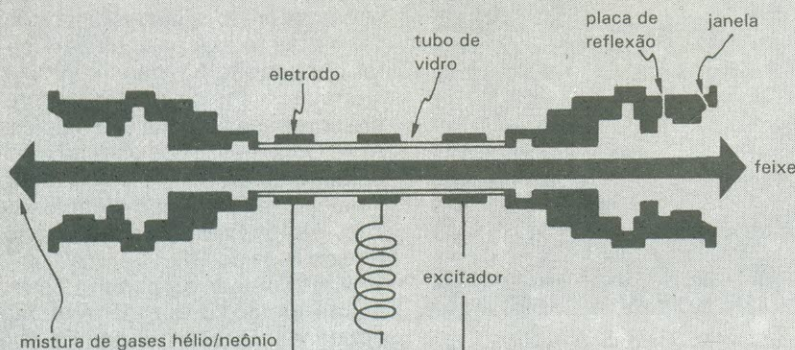
## Laser, a luz coerente

Por volta de 1960, cientistas do Instituto Bell, EUA, desenvolvem um novo tipo de luz, que, pelas suas características, é denominado laser — light amplification by stimulated emission of radiation — ou seja, a amplificação da luz por emissão estimulada de radiação.

O princípio do laser considera que, quando partículas de energia eletromagnéticas atingem um elétron de um determinado átomo, ele é estimulado pela absorção das partículas a deslocar-se para níveis de energia mais excitados. À medida que novas partículas atingem o elétron excitado, este tende a voltar ao seu estado anterior, emitindo a energia absorvida, e assim sucessiva-

mente, criando o chamado efeito de amplificação. Desta forma, conseguiu-se uma fonte de luz na porção visível e infravermelho de alta intensidade, com uma definição espectral e estabilidade tão boas ou melhores que aquelas obtidas com as ondas de rádio.

Na prática, o laser é gerado pela excitação dos átomos de determinados gases, como He-Ne (hélio/neônio) e CO<sub>2</sub> (dióxido de carbono), no interior de um tubo contendo uma cavidade ressonante, produzindo uma luz coerente ou, em outras palavras, um feixe luminoso de baixíssima dispersão. Pelas suas insólitas propriedades, atualmente o laser, como dispositivo opto-eletrônico, possui uma variedade de aplicações, quer no campo científico como tecnológico.



Toca-discos para o disco compacto.

- manter a superfície do disco compacto sempre limpa, bem como não tocá-la com os dedos, para evitar impressões digitais; em caso de limpeza, utilizar um pano macio, mantendo o movimento do centro para fora e nunca em círculos, como nos discos analógicos; nunca usar qualquer tipo de líquido detergente ou solvente, como álcool;
- evitar lubrificar ou tentar fazer qualquer ajuste no aparelho.

Muitos outros aspectos poderiam ainda ter sido comentados neste artigo, como, por exemplo, os parâmetros dos códigos de correção de erros, a estrutura do gravador PCM ou mesmo a refinada fabricação do disco compacto. Contudo, é importante ressaltar que, sendo o som um fenômeno puramente analógico, e operando a nossa fisiologia auditiva com grandezas semelhantes, nada mais oportuno do que se perguntar: Qual o futuro desta tecnologia que nos fascina e gradativamente adentra a nossa sala de estar?

Sem dúvida alguma, independente das condições psicofísicas envolvidas na reprodução sonora das décadas vindouras, a importância da técnica digital estará posicionada no processamento elétrico do sinal de modo a obterem-se registros sonoros de altíssima qualidade.

## Bibliografia

*An Age of Innovation — The World of Electronics 1930-2000*, by the editors of *Electronics*, McGraw-Hill Publication Co.

Iga, A., Doi, T., Nakajima, H., *Digital Audio*, Tab Books 1451, 1979.

*Laser: The New Light*, Bell Telephone Lab., publication PE 129 967.

Azeau, H. A. G., *50 Years of Electronic Components*, publication Dept., N. V. Philips Gloeilampenfabrieken.

Gelatt, R., *The Fabulous Phonograph 1877-1977*, Collier Books.

Read Olivier, Welch, W. I., *From Tin Foil to Stereo*, H. W. Sams & Co.

Pohlmann, K., *CD's: How to Make them Yourself*, db, junho/1984.

Pohlmann, K., *The Spars Cure for Ailing CDs — and Listeners*, *Digital Audio*, junho/1985.

Tremaine, H. M., *Audio Cyclopedica*, H. W. Sams & Co.

Fazano, C. A., *Fonógrafo, a Máquina Falante*, revista *Iris*, abril/1983.

Fanzeres, A., *Áudio Digital: Evolução e a Técnica PCM*, *Nova Eletrônica*, janeiro/1985.

Catálogo com informações técnicas Philips.



# As linhas de transmissão em áudio

*Saiba como projetar sistemas de sonorização ambiental, com várias dicas sobre o dimensionamento da linha e o casamento de impedâncias*

**T**odo circuito possui dois componentes básicos: o gerador e o receptor. O gerador entrega energia ao receptor, que a dissipa. No caso de alto-falantes, parte da energia enviada pelo amplificador é "dissipada" sob a forma de som. Para que a máxima transferência de energia ocorra, é indispensável que a impedância do gerador ( $Z_g$ ) e do receptor ( $Z_r$ ) sejam iguais (fig. 1). É claro que uma adaptação perfeita só se obtém para um único valor de frequência, já que a impedância de um alto-falante varia consideravelmente com esse fator. Em frequências elevadas, ela é proporcional à frequência. Em baixas frequências, porém, aumenta bruscamente. Assim, por convenção, considera-se como impedância do alto-falante o valor correspondente a 1 kHz. Na figura 2 temos ilustrada, como exemplo, a curva típica de impedância para um alto-falante de 16 ohms.

A falta de casamento resulta em sobrecarga da fonte devido à baixa dissipação. Ou seja, a energia liberada pelo amplificador não é totalmente "consumida" pela carga, o que resulta em aquecimento do estágio de saída do mesmo.

Assim sendo, quando se conectam alto-falantes a um amplificador, devemos levar em conta dois fatores. Primeiro, a perda de potência causada pe-

la resistência da linha entre o amplificador e os alto-falantes, que deve manter-se dentro de limites razoáveis. Segundo, as perdas devidas à capacitância da linha em frequências elevadas, que também devem ser minimizadas (fig. 3). Ambos os efeitos estão relacionados com o comprimento da linha e sua impedância.

Na Tabela 1 temos o comprimento máximo permitido para linhas de dois condutores. No caso de linhas com impedância igual à bobina móvel, supõe-se uma resistência máxima da linha equivalente a 15% dessa impedância — o que limita a perda de potência na linha a cerca de 15% da entregue aos alto-falantes. Nesse caso, considera-se desprezível a capacitância da linha.

Nessa tabela, o valor da impedância da bobina móvel é o mesmo da impedância total da linha de transmissão. Assim, caso seja utilizado um alto-falante apenas, a impedância total é a dessa única bobina móvel. Por outro lado, se utilizarmos, por exemplo, dois alto-falantes de 4 ohms ligados em série, a impedância total será de 8 ohms; deve-se ler, portanto, o valor do comprimento da linha correspondente à coluna de 8 ohms. Da mesma forma, se utilizarmos dois alto-falantes de 8 ohms em paralelo, a impedância resultante será de 4 ohms. Para mais de dois alto-falantes, será preciso calcular a

impedância total do grupo. E, se o valor ficar compreendido entre dois valores consecutivos da tabela, pode-se estimar o comprimento da linha com aproximação suficiente para qualquer aplicação prática.

Se for concluído que, de acordo com a Tabela 1, a linha tem um comprimento excessivo para a impedância da bobina móvel, será possível aumentar o comprimento da linha, trabalhando com impedâncias mais elevadas. Em termos gerais, para uma dada linha de transmissão, quanto mais elevado o valor da impedância, menores serão as perdas de potência provocadas pela resistência da linha. Por outro lado, as perdas em frequências elevadas causadas pela capacitância existente entre os condutores são mais altas para as linhas de impedância elevada.

**A impedância e os amplificadores** — Como já comentamos, a energia do amplificador é transferida para os alto-falantes por meio de uma linha bifilar. A linha pode ser classificada como de baixa ou alta impedância, ou ainda como a chamada linha de 70 volts, cuja impedância depende da potência (ela é também conhecida como "linha de impedância variável").

No projeto da linha, leva-se em conta a potência. O que importa é o diâmetro do fio a ser usado, a fim de evitar



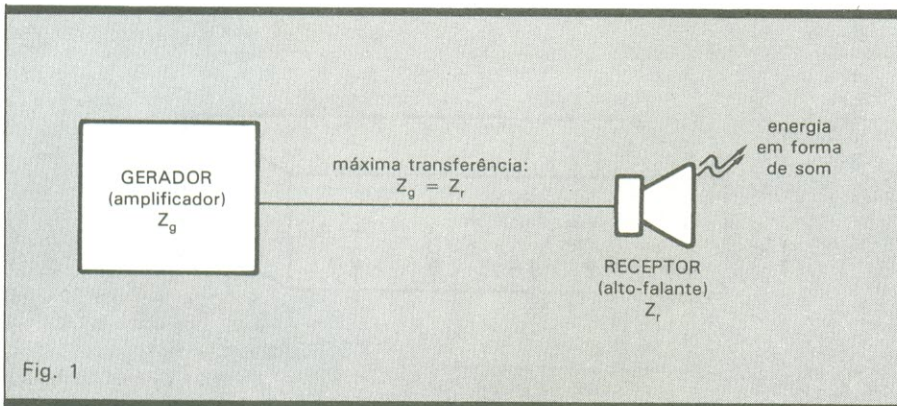


Fig. 1  
O casamento de impedâncias amplificador/alto-falante.

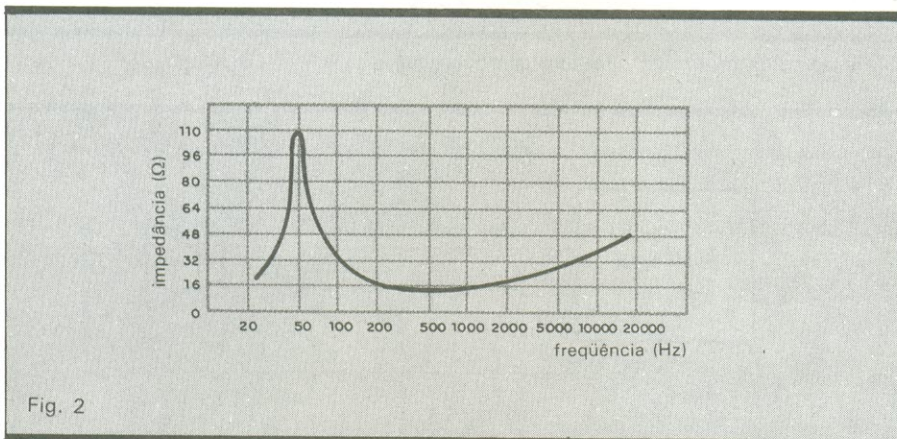


Fig. 2  
Curva típica de impedância de um alto-falante.

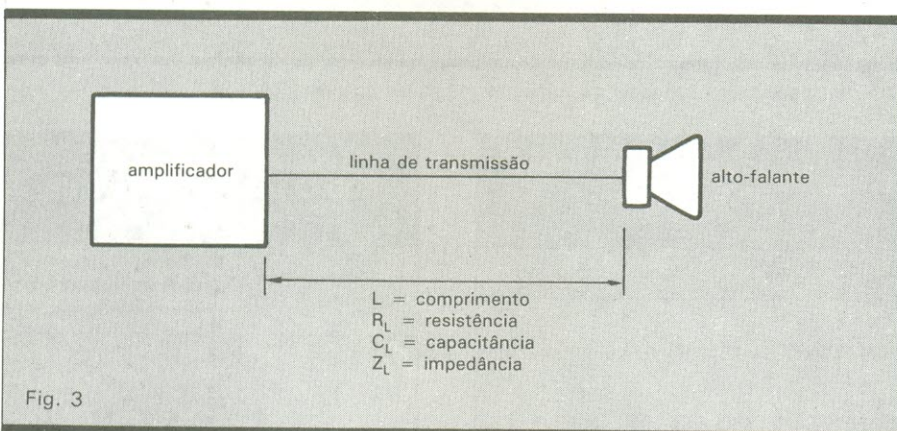


Fig. 3  
A linha de transmissão e seus parâmetros.

Extensão máxima de linhas				
Tabela 1				
n.º AWG	impedância da bobina móvel			
	4 ohms	6 ohms	8 ohms	10 ohms
12	58	90	120	150
14	37	55	75	90
16	23	30	45	58
18	14,5	21	29	36
20	9,2	14	18	23
22	5,8	8,5	11	14

Obs.: valores dados em metros

**RameR** NOVA OPÇÃO  
EM REEMBOLSO

NÃO PERCA UM SÓ LANCE DA COPA!

### RÁDIO AM Orelhinha

Agora você poderá acompanhar todos os jogos e reportagens da Copa, mesmo no trabalho ou no passeio.

Disponível nas cores: branca, preta, amarela, verde, — vermelha e, também, o modelo em verde/amarelo, com o emblema da Copa. Garantia: 3 meses.

Produto Embracom.



Cz\$ 179,00

### PRODUTOS LASER (com garantia total)

AMPLIFICADORES:	KIT	MONTADO
Mono 30W	Cz\$ 130,00	Cz\$ 150,00
Estéreo 30 + 30W	Cz\$ 250,00	Cz\$ 297,00
Mono 50W	Cz\$ 170,00	Cz\$ 178,00
Estéreo 50 + 50W	Cz\$ 340,00	Cz\$ 357,00
Mono 90W	Cz\$ 238,00	Cz\$ 288,00

### PRODUTOS CETEISA

KIT P/ CONFEÇÃO DE CIRCUITO IMPRESSO CK-2 - Contém: perfurador de placas (manual), cortador de placas, caneta Nipo Pen, suporte e tinta para caneta, percloreto de ferro (300 g), vasilhame para corrosão e manual de instrução e uso.

SUGADOR DE SOLDA	Cz\$ 46,60
SUORTE P/ PLACA DE CIRC. IMPRESSO	Cz\$ 48,60
PERFURADOR DE PLACAS (MANUAL)	Cz\$ 81,60

Solicite nossa tabela de preços para outros produtos  
ATENÇÃO: Nos preços não estão incluídas as despesas postais. Os pedidos acompanhados de Vale Postal (pagável na Ag. Carrão-SP, cód. 400.301) ou Cheque Visto não pagarão as despesas postais. Pedido mínimo de Cz\$ 100,00.

Pedidos pelo Reembolso Postal à:  
RAMER Comércio e Representações Ltda.  
Caixa Postal 16.174 - CEP 03499 - S. Paulo - SP

perdas ôhmicas. Mas quando a corrente solicitada pelos alto-falantes é grande, não se deve apenas considerar o diâmetro dos fios, mas também impedâncias altas, onde a tensão é maior, em detrimento da corrente.

Os amplificadores mais elaborados dispõem de saídas com diversos valores de impedância, geralmente de 4, 8, 16 e 600 ohms. As de 4, 8 e 16 Ω são denominadas baixas impedâncias, enquanto a de 600 Ω é classificada como alta impedância (fig. 4).

Para fins de cálculo, convencionase que a impedância da linha é a mesma do amplificador. Desse modo, dizemos que a linha é de 8 ohms quando está ligada à saída de 8 ohms do amplificador. Porém, passa a ser considerada de 600 ohms quando ligada aos terminais de 600 ohms do mesmo amplificador.

As linhas de baixa impedância são destinadas a sistemas com potência de até 100 W e que prevêm pequenas distâncias entre o amplificador e qualquer dos alto-falantes. Em sistemas de potências elevadas e grandes distâncias, deve-se adotar a saída de 600 ohms.

**As linhas de alta impedância** — Atualmente, as linhas de alta impedância são de 500 ou 600 Ω. As primeiras, por exemplo, apresentam um compro-



misso aceitável entre as perdas por resistência e por capacitância.

Neste ponto, é conveniente fazer um parêntese e definir o que se entende por uma carga de 500 Ω. Diz-se que uma carga é de 500 ohms quando a impedância tem esse valor aproximadamente — ou seja, com uma tolerância de 10% — medido no extremo da linha correspondente ao amplificador, com todos os falantes, filtros, controles de nível e transformadores conectados.

Em outras palavras, a impedância da “carga” total, compreendendo a linha, deve estar equilibrada com o enrolamento secundário de 500 ohms do transformador de saída. Sim, porque os alto-falantes continuam sendo de baixa impedância e exigem tais transformadores. Isto significa que, para conectar vários alto-falantes entre si, em paralelo, sobre uma linha de 500 ohms, a impedância total da carga deve ter os mesmos 500 ohms, compreendendo todos os falantes e não cada um deles individualmente.

A título de exemplo, se conectarmos os quatro alto-falantes em paralelo, sobre uma linha de 500 ohms, com seus respectivos transformadores individuais, cada conjunto tem que oferecer uma impedância de 2 000 Ω. Por outro lado, conectando-se em paralelo quatro alto-falantes de 2 000 ohms, a impedância total resultante será a quarta parte desse valor, ou seja 500 Ω. É possível, também, conectar quatro falantes, cada um com seu transformador de 500 ohms em série/paralelo sobre a linha de 500 ohms.

**Cálculos** — Para calcular a impedância efetiva de um grupo de alto-falantes conectados em paralelo ou em série, podem-se utilizar as equações clássicas da eletroacústica — que são idênticas às da associação de resistores:

$$\text{Série: } R_t = R_1 + R_2 + R_3 + R_4 + \dots$$

$$\text{Paralelo: } R_t = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots}$$

$R_t$  = impedância efetiva do conjunto;  
 $R_1, R_2, R_3, \dots$  = impedância de cada alto-falante.

Como vimos, a impedância efetiva em paralelo de todas as cargas do conjunto, conectadas a uma linha de 500 ohms, deve ter esse valor. E para manter as perdas da linha num valor mínimo, é preciso limitar a resistência total dos condutores, assim como a capacitância existente entre eles.

A resistência total da linha não deve ser superior a 5% do valor da carga. Se utilizarmos, por exemplo, fio n.º 14 AWG numa linha de 500 Ω, a linha não

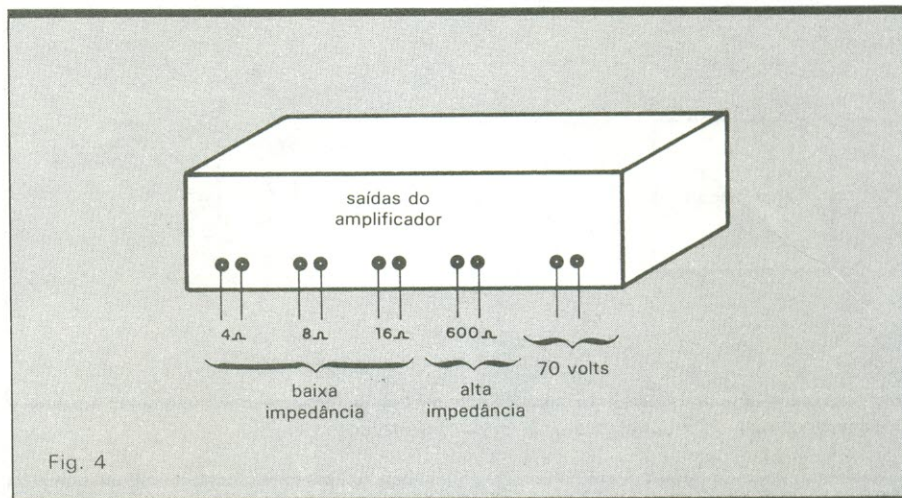


Fig. 4

Tipos de saída de um amplificador profissional.

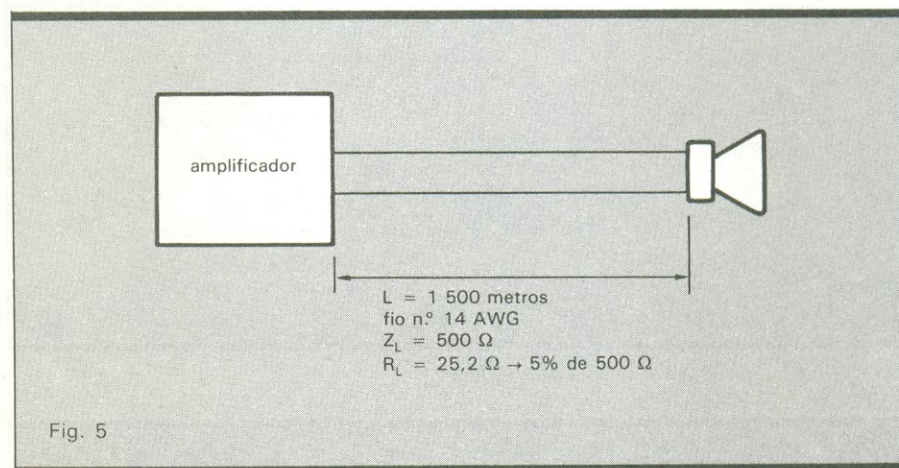


Fig. 5

As limitações de extensão da linha por ação de sua resistência.

#### Extensão máxima de linhas de 500 ohms

Tabela 2

n.º AWG	comprimento (m)
12	2 450
14	1 500
16	950
18	600
20	370

Obs.: resistência máxima de 25 ohms

deve exceder 1 500 metros, se não quisermos ultrapassar o valor máximo permitido, já que a resistência do fio é de 8,4 ohms para cada 1 000 metros. Com um total de 3 000 metros, ida e volta, a resistência total da linha será de 25,2 ohms — o que representa praticamente o máximo permitido (25,2 Ω é aproximadamente igual a 5% de 500 ohms). Esse exemplo está ilustrado na figura 5. Na Tabela 2 está indicado o comprimento máximo da linha (para dois condutores), para diversos diâmetros de fio.

#### Extensão das linhas de 500 Ω para perda de 3 dB

Tabela 3

frequência a reproduzir (kHz)	comprimento (m)
20	90
15	120
10	180
7,5	275
5	365

Vimos, também, que outro fator a controlar o comprimento da linha de 500 Ω é a capacitância entre os condutores, que provoca uma perda nas frequências elevadas. Os condutores mais comuns possuem geralmente uma capacitância ao redor de 15 μF por metro. Nessa situação, uma linha de 500 ohms estará limitada a um comprimento máximo de 200 m, se desejarmos manter a atenuação de 10 kHz dentro do limite de 3 dB, por exemplo, não esquecendo, também, que a resistência da linha não deve ultrapassar os 25 Ω.



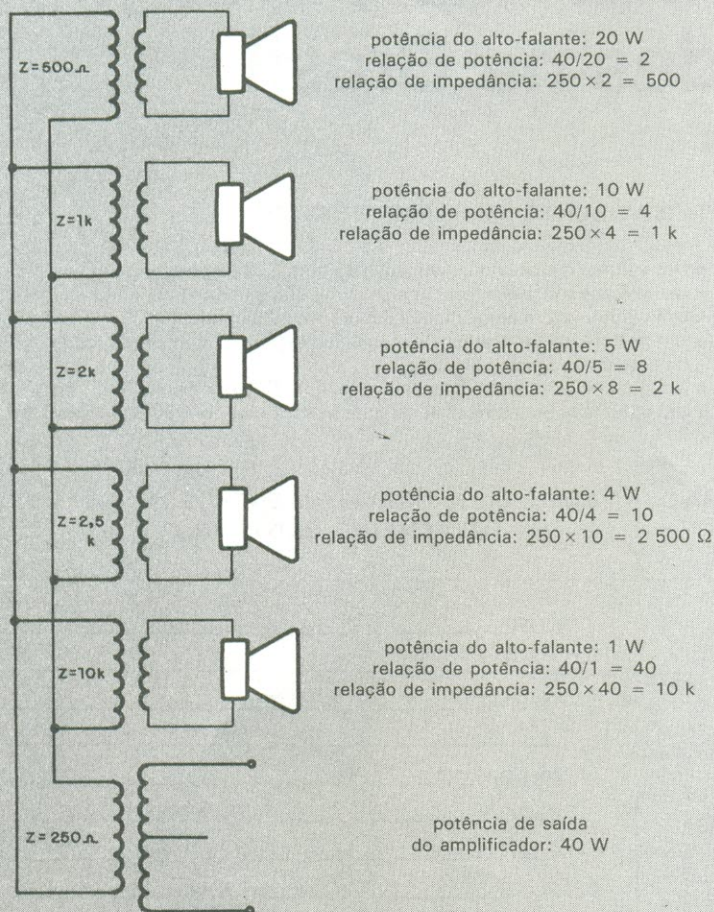


Fig. 6

Exemplo de casamento perfeito com falantes de várias potências.

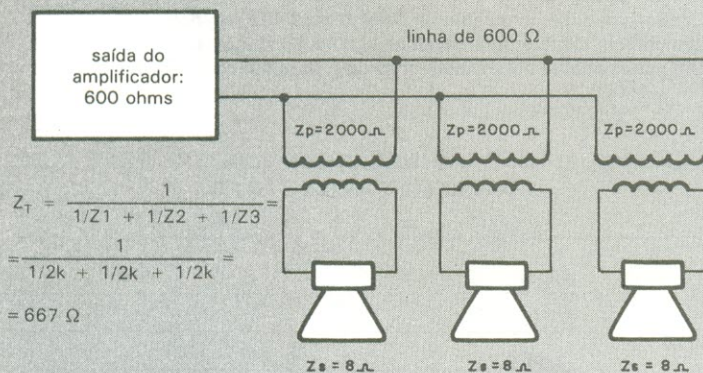


Fig. 7

Ligação simples em paralelo de vários alto-falantes iguais.

O cálculo das perdas em altas frequências leva em conta a capacitância da linha e o fato de que a impedância de um falante dinâmico é mais elevada nessas frequências do que o valor nominal. Portanto, se for preciso estender uma linha além de 200 metros e reproduzir sem atenuação apreciável em 10 kHz, será necessário recorrer a um equalizador, a fim de compensar as perdas por capacitância, ou, então, trabalhar com uma impedância de linha mais reduzida. A Tabela 3 reúne as extensões máximas permitidas pela capacitância em altas frequências.

**Exemplos** — Vejamos agora alguns casos práticos de projeto, que simulam várias situações reais. Começando pela figura 6, vamos supor um amplificador de 40 W, com uma impedância de saída de 250 ohms. Suponhamos, também, um grupo de cinco alto-falantes, com 20, 10, 5, 4 e 1 W, respectivamente, para implementar um sistema de sonorização.

O primeiro alto-falante deve proporcionar a metade da potência disponível (20 W). Logo, sua impedância deve ser o dobro da de saída, pois duas impedâncias de 500 Ω em paralelo resultam em 250 Ω. O segundo alto-falante deverá ter uma impedância quatro vezes maior que a de saída, já que deverá proporcionar a quarta parte da potência disponível. Seguindo a mesma linha de raciocínio, a impedância do terceiro falante será oito vezes a impedância de saída, pois deverá contribuir com a oitava parte da potência total. Da mesma forma, as impedâncias do quarto e quinto falante serão, respectivamente, 10 e 40 vezes a impedância de saída. O resultado final desse agrupamento é que a impedância de saída "casa" perfeitamente com a impedância resultante dos alto-falantes.

Na disposição da figura 7, o primário dos transformadores apresenta tomadas para impedâncias de 2 000 ohms. Ligados em paralelo, como estão na linha, a impedância resultante será de 667 ohms. A pequena diferença é desprezível, não causando maiores problemas.

Na figura 8, tanto os primários como os secundários dos transformadores estão ligados como associações de resistores. Os quatro primários estão em paralelo, o que resulta em 600 ohms, casando os transformadores com a linha, que tem a mesma impedância. Nos secundários ocorre a mesma coisa. Em T1 não há problema com associações, porque temos apenas um alto-falante de 8 ohms casado com o secundário.

No transformador T2 há dois alto-falantes de 8 ohms em série, ligados a



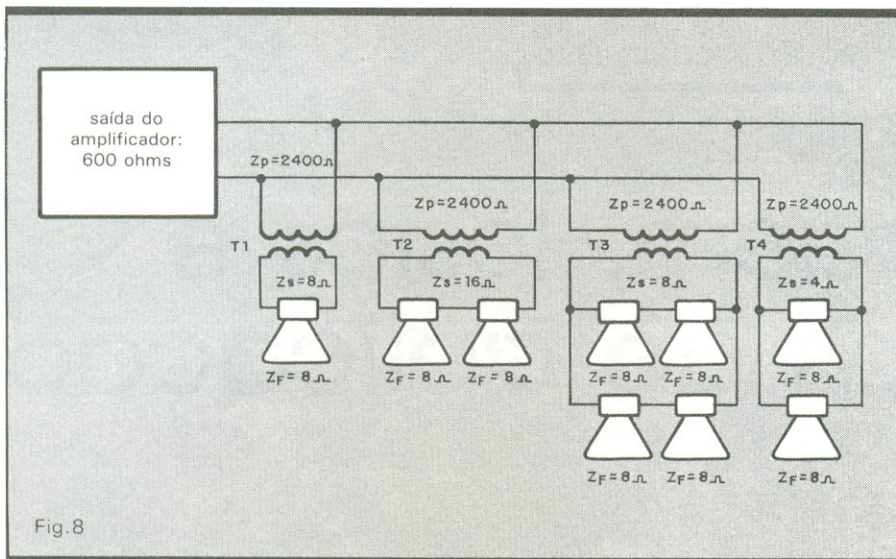


Fig. 8

Mesma ligação, mas com associação de alto-falantes nos secundários.

um secundário de 16 ohms. No terceiro transformador existem quatro alto-falantes de 8 ohms em série/paralelo, conectados a um secundário de 8 ohms. No quarto e último transformador temos dois falantes de 8 ohms em paralelo ligados a um secundário de 4 ohms. Dessa forma, todo o sistema fica casado com a linha de transmissão.

Numa instalação como a da figura 9 pode acontecer também de só dispormos de um secundário e o alto-falante apresentar uma impedância que não "casa" com a desse enrolamento. Se o secundário for de 4 ohms, por exemplo, e o falante de 8 ohms, a solução será diminuir a impedância do alto-falante, associando um resistor de 8

ohms em paralelo com o alto-falante. Essa solução radical apresenta o inconveniente de desperdiçar energia, já que o resistor vai absorvê-la sob a forma de calor. É importante lembrar, ainda, que o resistor deverá ter pelo menos a mesma potência do falante. Se ele for trabalhar dentro de uma caixa acústica, por exemplo, sua dissipação deverá ser quatro vezes a do falante.

A adaptação inadequada entre a impedância do secundário e o falante altera a impedância do primário do transformador. Analisemos, então, três situações, ilustradas pela figura 10:

a) Quando o secundário e o alto-falante apresentam a mesma impedância, o rendimento é máximo.

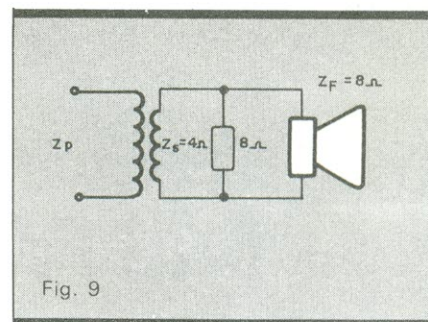


Fig. 9  
Adaptação a nível precário entre um alto-falante e um transformador de menor impedância.

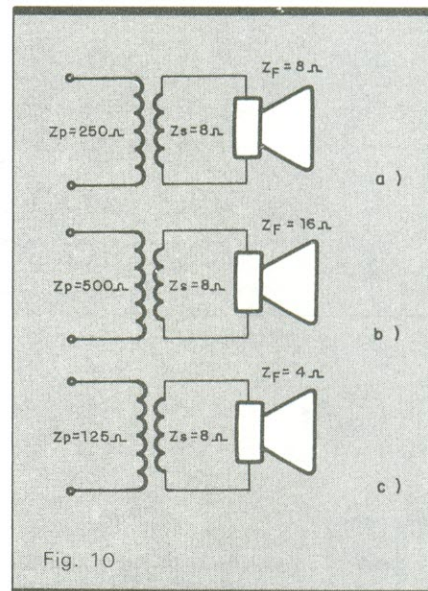


Fig. 10

Influência do casamento sobre o primário do transformador.

b) Se dobrarmos a impedância do alto-falante, o mesmo acontecerá com a impedância do primário.

c) Por outro lado, se reduzirmos a impedância do alto-falante à metade, a impedância do primário também ficará reduzida em 50%.

O número de alto-falantes que se pode conectar a um amplificador de 100 W é limitado, entre outros fatores, pela potência do amplificador. As impedâncias de saída do amplificador e do grupo de alto-falantes devem ser idênticas, para que este absorva a potência total administrada por aquele. Caso a instalação não utilize a potência total disponível, a impedância dos alto-falantes pode ser superior à do amplificador (fig. 11).

Com todos esses exemplos, conclui-se, entre outras coisas, que as linhas de alta impedância são ideais para instalações fixas, já que a retirada de apenas um alto-falante implica em novos cálculos, para se ajustar novamente o casamento entre o amplificador e a carga. No próximo número veremos como lidar com as linhas de 70 volts.

NE

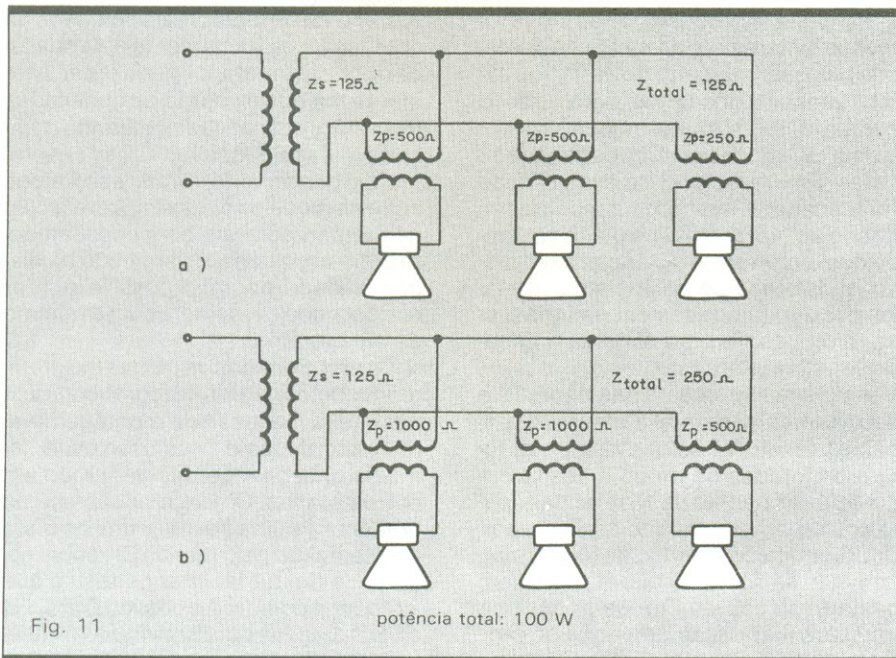


Fig. 11

potência total: 100 W

Quando existe "folga" de potência, pode haver um certo casamento entre amplificador e alto-falantes.



# Montagem, testes e programas de aplicação

*Monte e ponha para funcionar o sistema de programação de luzes, auxiliado por várias dicas de dimensionamento, software, instalação e barramento dos micros*



**E**ncerrando a apresentação do sistema *Pólux*, vamos fornecer nossos projetos para os circuitos impressos, detalhes de montagem e instalação do equipamento, barramentos de vários micros nacionais, testes detalhados e comentários sobre programação. Adiantamos, também, que todos esses subsídios deverão fatalmente estar acompanhados de algumas habilidades básicas por parte do montador — como, por exemplo, confecção de circuitos eletrônicos, instalações elétricas, conhecimento de *hardware* e *software* de seu micro, entre outras coisas. Ou, na falta de alguma delas, é bom garantir uma assessoria adequada por parte de amigos ou especialistas.

Se for dado o devido crédito a essa orientação e se as instruções aqui reunidas forem seguidas à risca, tudo deverá funcionar perfeitamente — a exemplo do nosso protótipo, cujas fotos ilustram o artigo. Nossa primeira recomendação: leia todo o texto até o fim, para estar ciente das eventuais dificuldades de montagem e assimilar bem todo o procedimento descrito; procure sanar todas as suas dúvidas, antes de pôr mãos à obra. Além disso, certifique-se da existência, em sua cidade, de todos os componentes pedi-

dos pelo projeto. Para facilitar a procura, elaboramos uma lista de compras no final do artigo, que pode ser transcrita ou copiada diretamente. Vamos à montagem da *Pólux*.

**Placas e montagem** — Como já vimos, o sistema divide-se em duas etapas básicas: o circuito do *buffer* (ou excitador/isolador), único para todo o conjunto, e o circuito modular de potência, que pode ser reproduzido até 16 vezes. Em nosso projeto essa divisão foi respeitada também na montagem, ficando o *buffer* em uma placa separada dos circuitos de potência; além disso, cada etapa de potência responsável por oito lâmpadas ocupa uma placa, o que confere ao sistema sua característica modular.

As placas aparecem nas figuras 1 e 2, em tamanho natural e vistas por ambas as faces. Vê-se, também, que foram projetadas de modo a aceitarem conectores padrão de 15 terminais, para o acoplamento com o computador. Suas dimensões, de 16 por 10 cm, também não são ocasionais: elas seguem o chamado padrão *Eurocard*, que permite sua instalação em *racks* ou bastidores padronizados. Como o sistema é modular e lida com potências elevadas, achamos que esse seria o méto-

do mais adequado de implementá-lo — seja pela praticidade de instalação, seja pela melhor ventilação.

Percebe-se, de imediato, que a densidade de componentes do cartão de potência (fig. 2) é bem maior que a do *buffer* e vai requerer mais cuidados na confecção, especialmente pela sua face dupla. O montador pode optar livremente por outro padrão ou dimensões de cartão, apenas redesenhando o traçado mais folgadoamente. Os conectores de barramento foram escolhidos entre os modelos mais simples e fáceis de montar, com um bom espaçamento entre contatos. Dependendo da disponibilidade, porém, é possível utilizar outros modelos, sempre com o mínimo de 15 contatos.

Confecionadas as placas (de preferência pelo método fotográfico), faça a primeira inspeção da montagem, verificando pistas e ilhas; isso evita dores de cabeça e perdas de tempo em outras etapas. Comece pela placa de potência — uma só, para fins de teste —, montando pelo menos C11 sobre soquete, a fim de facilitar os testes que virão em seguida. As chaves DIP (CH1 e CH2), usadas para selecionar o endereçamento, podem ser substituídas, a gosto do montador, por simples pontes de fio — o que permite alguma eco-



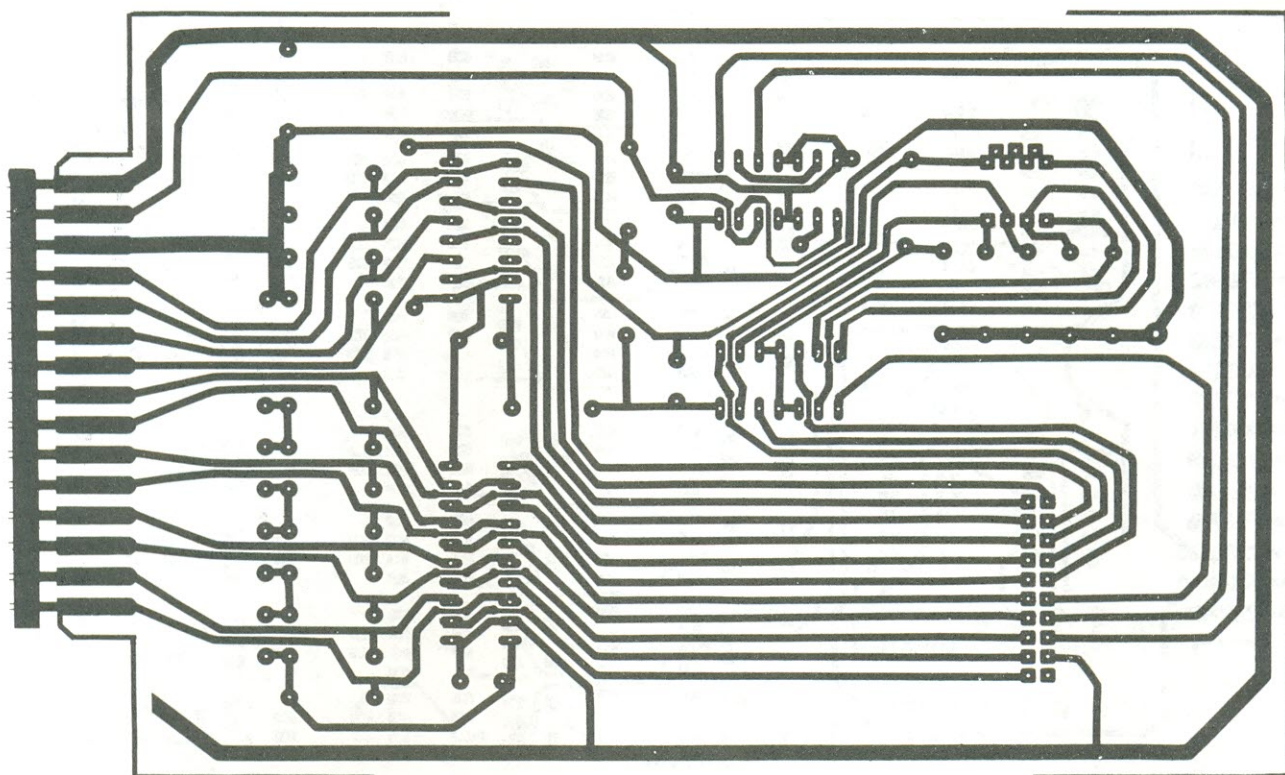


Fig. 1a

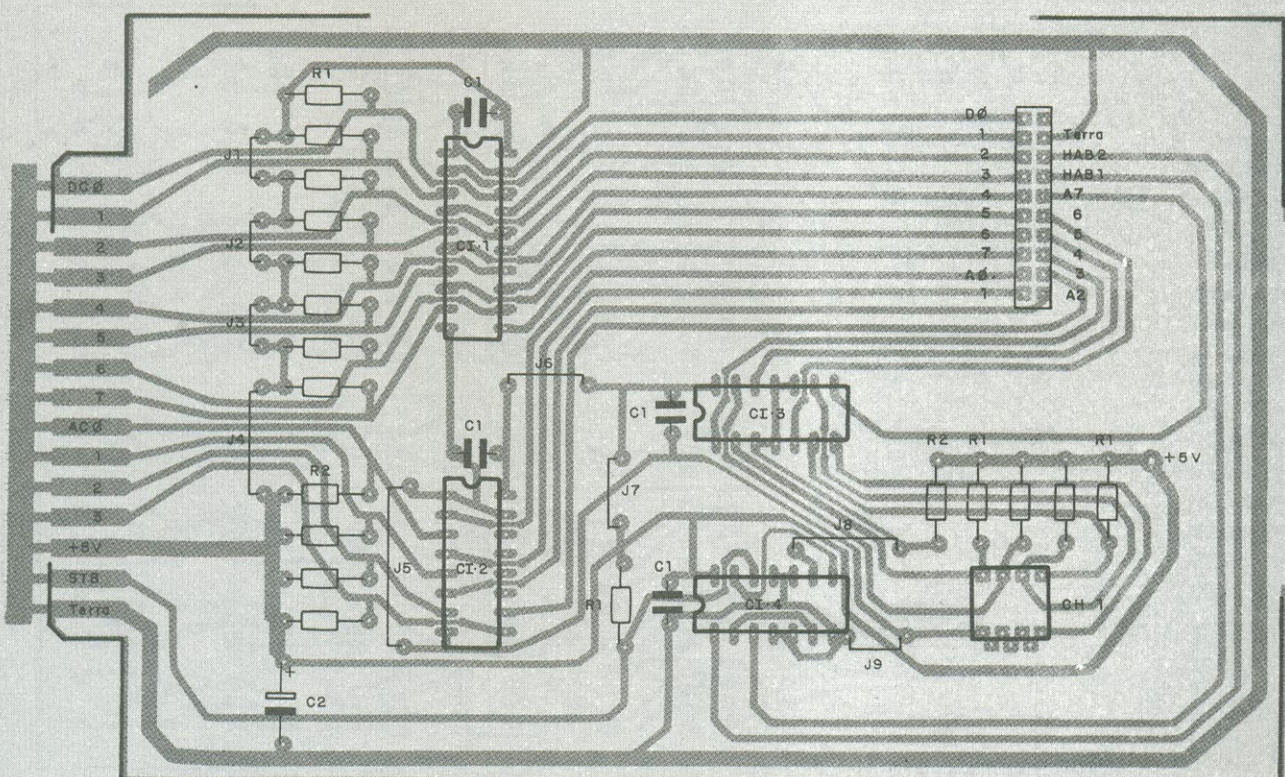


Fig. 1b



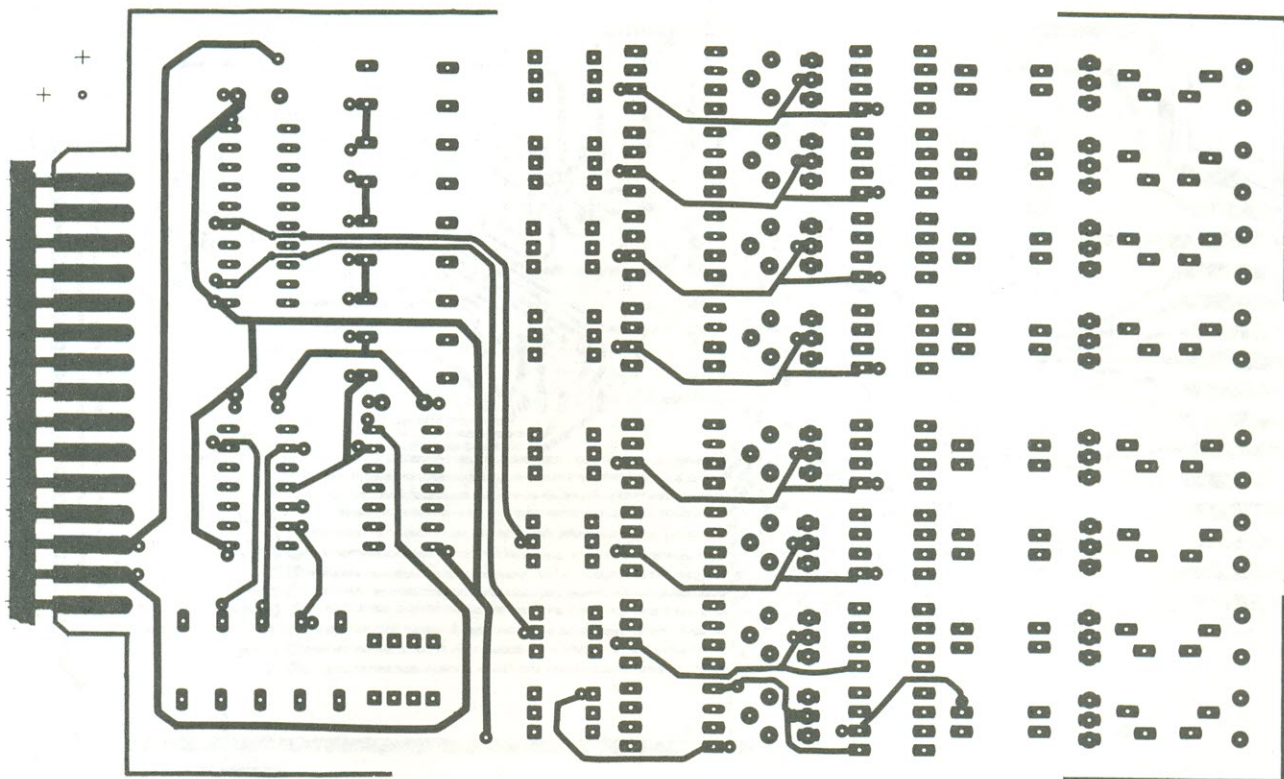


Fig. 2a

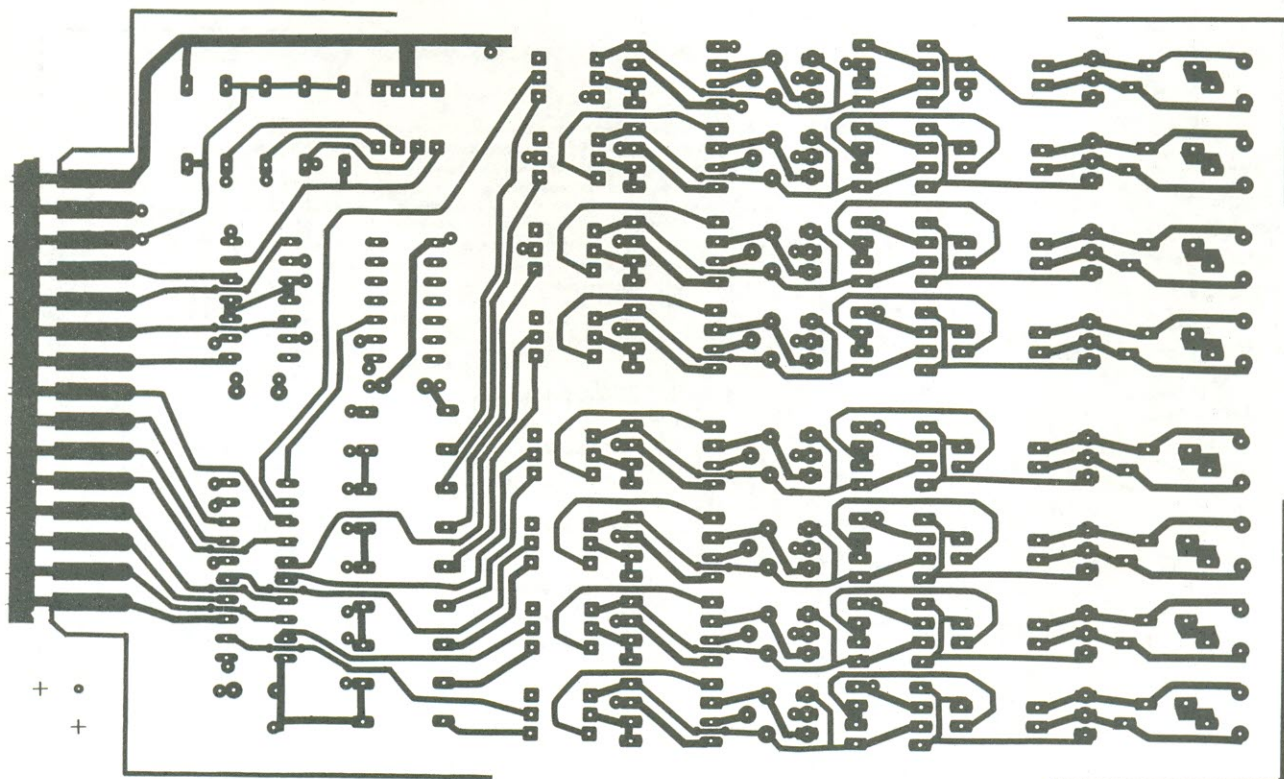


Fig. 2b



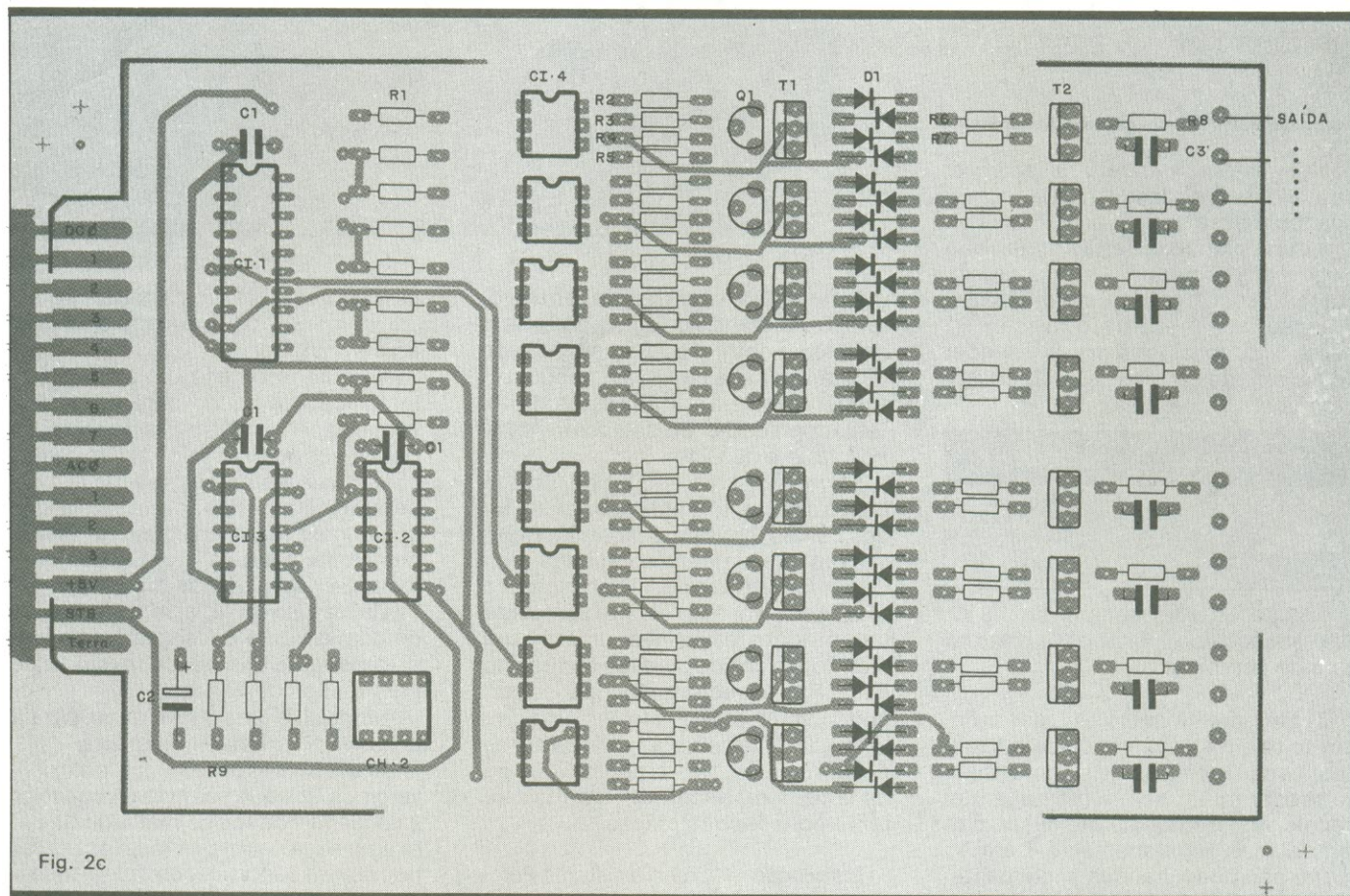


Fig. 2c

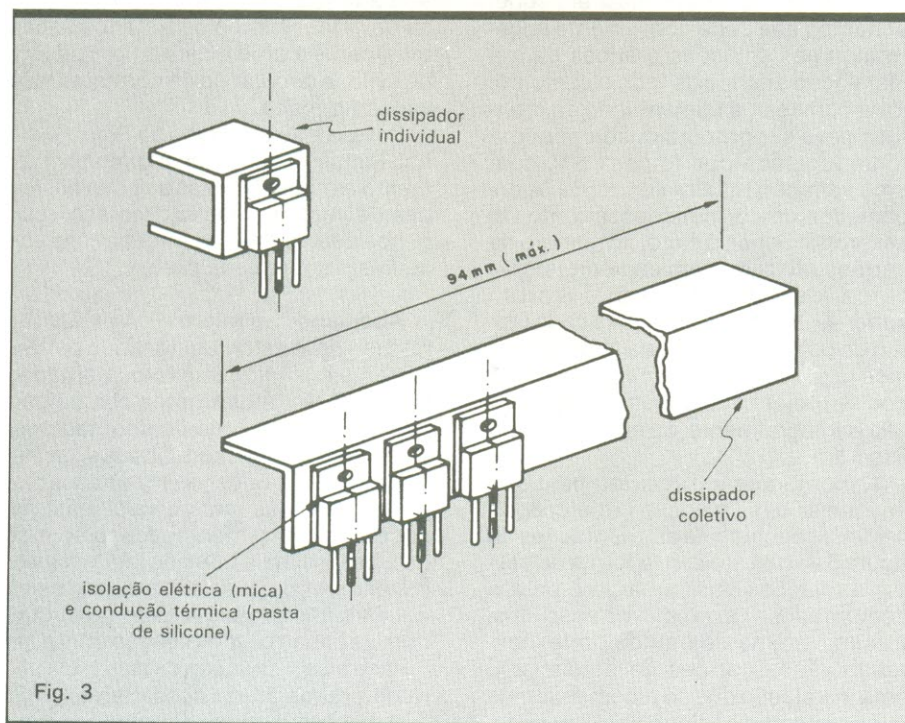


Fig. 3

nomia, já que essa montagem não é das mais baratas.

Os dissipadores dos TRIACs — se forem necessários, segundo as condições expostas na primeira parte da matéria — poderão ser individuais ou, então, uma única barra coletiva. No primeiro caso não há problema de isolamento (se os dissipadores ficarem suspensos nos componentes), embora deva-se evitar que as partes metálicas se toquem. No segundo caso, é imperioso fazer uma boa isolamento elétrica em todos os TRIACs, usando mica, e garantindo simultaneamente uma boa condução térmica, através de pasta de silicone. A figura 3 ilustra as duas possibilidades.

Outra observação importante refere-se aos terminais de saída. Como se pode observar, nas placas foram previstas apenas ilhas de bom diâmetro, onde devem ser ligadas as cargas e os retornos. A fiação pode ser soldada diretamente a esses pontos, formando uma interligação simples e segura. No entanto, nada impede que sejam usa-



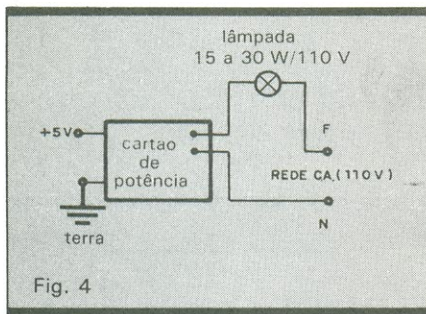


Fig. 4

dos conectores também nesse caso, de qualquer tipo, desde que sejam adequados a essa aplicação.

A outra placa (ou cartão *buffer*) não exige maiores cuidados na montagem, graças à sua relativa simplicidade. Atenção, apenas, para o resistor R1 desse circuito, cujo valor vai depender do número de cartões de potência utilizados em seu projeto:

n.º de cartões	valor de R1
1 a 4	4,7 kΩ
5 a 8	10 kΩ
9 a 16	18 kΩ

A dissipação será sempre de 1/8 W. Não esqueça de incluir esse valor na lista de compras.

**Testes preliminares** — Ligar a *Pólux* ao micro é a última coisa a fazer, nesta seqüência. Antes disso é preciso revisar muito bem a montagem e, depois, testar toda a parte digital das duas placas, separadamente. O cartão *buffer* não pede grandes implementações; basta alimentá-lo com +5 V e simular todos os sinais do barramento. Os sinais lógicos presentes nas linhas D0/D7 e A0/A3 devem ser reproduzidos, respectivamente, nos terminais DC0/DC7 e AC0/AC3 de saída.

A lógica de endereçamento dessa placa também pode ser facilmente testada, bastando gerar um endereço igual ao programado pelas chaves DIP, em conjunto com HAB1 (ativo em "1") e HAB2 (ativo em "0"), e verificando-se o sinal de *strobe* (STB) vai a "1".

A etapa digital do cartão de potência também não apresenta segredos, podendo ser testada pelo mesmo método (esquecendo, por enquanto, do estágio de potência). Como C11 é um *latch* (trava) sensível à borda dos pulsos, por meio de um *strobe* ativo e endereço correto pode-se reproduzir em sua saída tudo o que é aplicado na entrada (DC0/DC7). Como se vê, é um teste bastante simples.

Feito isso, pode passar à etapa de potência da placa, começando por verificar a isolamento entre estágios. Use um ohmímetro comutado para a escala mais alta, certificando-se de que não

existe baixa resistência entre os TRIACs, testando-os dois a dois. Refaça o teste entre a parte digital e a potência, em cada canal, aplicando o instrumento entre a entrada e a saída dos fotoacopladores (ou seja, entre os pinos 1/2 e 4 de C14).

Se você já está tranqüilo por esse lado, experimente então alimentar um dos canais, conforme mostra a figura 4, e repita a simulação digital já feita, de modo a ativar e desativar o fotoacoplador. Essa operação deve ser realizada em todas as saídas, uma a uma, mas com o devido cuidado contra choques. Não é preciso preocupar-se com curto-circuitos, já que foi incluída uma lâmpada de resistência elevada em série com a rede. Neste ponto, você pode considerar encerrada a parte referente ao teste das placas.

**Instalação** — Como o sistema *Pólux* deve acionar lâmpadas e outras cargas alimentadas diretamente pela rede, achamos que seria conveniente sugerir algumas soluções práticas para a instalação elétrica de todo o conjunto. Para começar, a alimentação da interface deve ser proporcionada por uma fonte regulada que forneça 5 V, com uma variação máxima de  $\pm 5\%$ . A capacidade de corrente dessa fonte vai ser proporcional, é claro, ao número de cartões utilizados em cada projeto — cerca de 100 mA para o cartão *buffer* — e mais 150 mA para cada cartão de potência. A própria *Nova Eletrônica* já publicou vários circuitos e artigos de projeto que podem ser aproveitados integralmente, ou em parte, para esse fim.

A montagem em *rack* ou bastidor, em que se baseia nosso projeto, pode ser feita seguindo-se as orientações da figura 5 — que indicam a forma de passar as fiações para a carga e para o computador. O exemplo, no caso, ilustra um sistema de grande porte, contendo vários cartões de potência. É uma instalação que só recomendamos após os testes básicos com um siste-

ma "piloto" (com um cartão de potência, somente), devidamente acoplado ao computador.

A figura 6 fornece um exemplo de instalação da fiação para as cargas, usando apenas uma placa de potência. Repetimos que isto exige algum conhecimento de instalações elétricas, pois será preciso determinar a bitola dos condutores, fazer "chicotes" de fios, dimensionar fusíveis etc. De qualquer modo, aí vão algumas dicas:

— Utilize fusíveis e disjuntores de acordo com a figura 6, calculados segundo a corrente drenada; o mesmo vale para os fios de ligação.

— Empregue uma chave dupla para a desativação global do sistema.

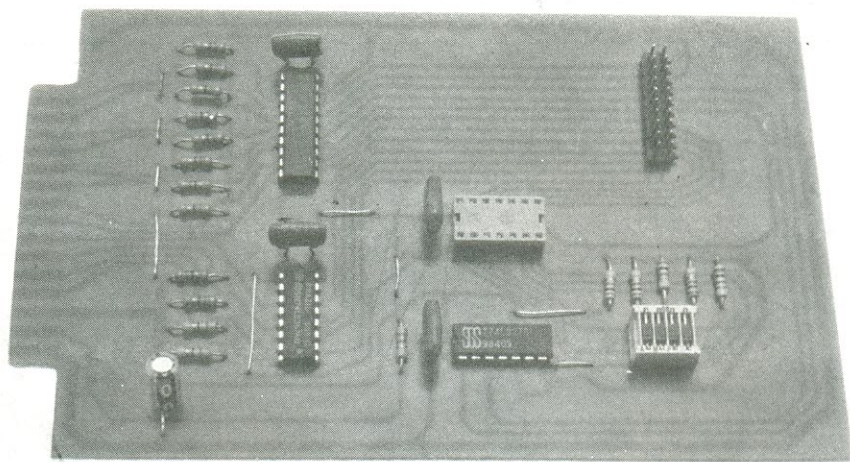
— Adote pontes de terminais para convergir os fios que saem das lâmpadas e da placa e cabos de maior bitola para ligar essas pontes à rede; esses cabos devem suportar, com folga, toda a corrente das 8 lâmpadas.

— Cada relé de estado sólido da placa deve ter seus pólos tratados separadamente (como indica a fig. 6), a fim de evitar a circulação de correntes elevadas na placa.

Devido à flexibilidade da *Pólux*, é difícil incluir neste artigo o dimensionamento elétrico de todas as possibilidades de implementação. Por isso, reunimos aqui apenas as informações essenciais sobre essa parte.

**Acoplado ao micro** — A esta altura, tudo deve estar funcionando perfeitamente e a unidade piloto, montada. Resta, então, mostrarmos como ligar a *Pólux* a um dos microcomputadores existentes no mercado. Observe, de início, a Tabela 1, onde foram reunidos dados de algumas marcas nacionais de micros: os barramentos (ou, pelo menos, os terminais que nos interessam), os endereços disponíveis (ou seja, aqueles não proibidos pelo computador), as linhas de interligação com a interface e as instruções de saída. Ela será de grande ajuda nessa tarefa.

A nível do *hardware* mostrado na ta-





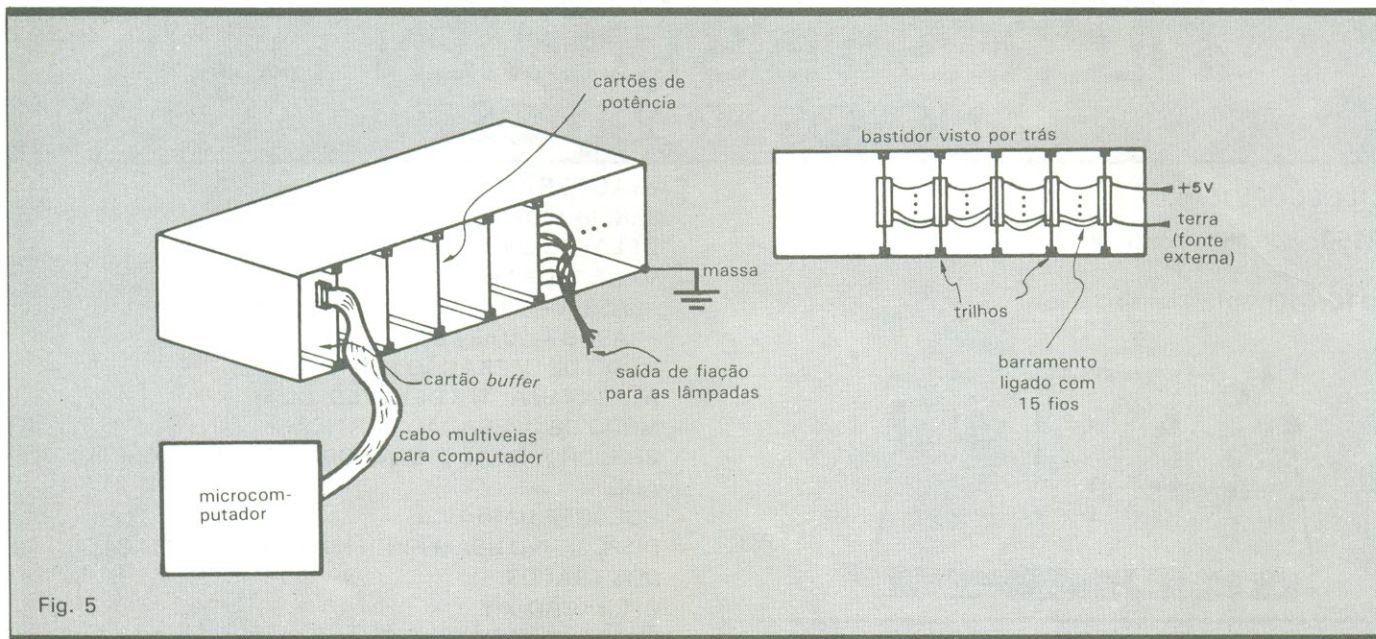


Fig. 5

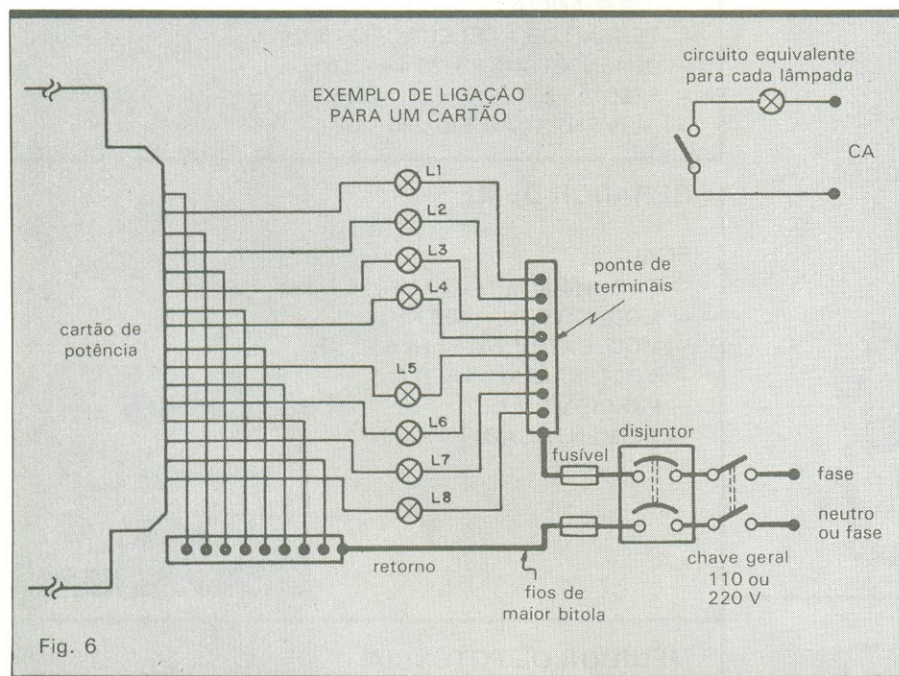


Fig. 6

bela, basta obedecer a coluna referente às ligações, usando o conector adequado — sem esquecer, também, que as necessárias conexões de terra estão citadas. Como se pode ver, os primeiros três micros empregam o microprocessador Z-80 e, com exceção do tipo de barramento, aceitam o mesmo tipo de interligação. Em contrapartida, no CP 400 (que é compatível com o TRS-80 Color e utiliza o microprocessador 6809) e nos modelos da linha Apple (com microprocessador 6502), o tratamento é feito como memória, exigindo um pouco mais de atenção. Além disso, o cabo de ligação com os micros da linha Apple — deve ser o mais curto possível.

As interligações referentes ao CP 400 e aos micros da linha Apple foram retiradas da tabela e ilustradas esquematicamente nas figuras 7 e 8, para permitir uma melhor visualização. Vê-se que, em ambos os casos, ao se impor o nível lógico 0 nas entradas de seleção de endereço e o nível 1 na entrada HAB1, deixa-se a gravação do caractere de saída sob a responsabilidade do nível lógico presente na entrada HAB2. A seleção do cartão será feita normalmente pelas linhas A0/A3.

A única diferença entre as duas ligações, no caso, está no pino em que é ligada HAB2: no CP 400, a conexão dá-se com SCS (Spare Select Signal), saída ativa sempre que o micro estiver rea-

lizando uma operação de gravação ou leitura de memória, na região compreendida entre 65344D e 65375D (ou FF40H até FF5FH). Assim, para comandar a Pólux, utiliza-se a região delimitada por 65344D e 65359D (ou FF40H e FF4FH).

No caso do Apple, existe uma área dedicada a periféricos, selecionadas pela entrada  $\overline{DS}$  (Device Select), ativa sempre que o micro estiver lendo ou gravando uma área de memória compreendida entre 10n0H e 10nFH — onde "n" pode ser calculado pela expressão:

$$n = K + 8$$

onde K é o número do slot utilizado. Assim, para o slot 4, por exemplo, tem-se acesso à Pólux na região que fica entre C0C0H e C0CFH.




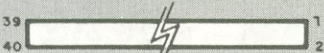

**Programas de aplicação** — Assim como ocorre com a instalação elétrica, não é possível esgotar neste artigo todas as possibilidades de programação da Pólux. Vamos, então, adiantar alguns macetes básicos para lidar com a interface, para depois exemplificar com programas básicos para os vários micros da tabela.

Sempre que forem usados muitos canais de lâmpadas, procure reservar uma área de memória equivalente ao número de lâmpadas utilizadas — 16 bytes, no máximo, onde cada lâmpada será 1 bit, que poderá ser alocado e realocado à vontade, dando origem aos efeitos de luz. Observe, também, que o tempo de máquina (principalmente em linguagem Assembly) é muito curto, comparado à velocidade de percepção luminosa do olho humano. Em outras palavras, quase sempre será preciso introduzir laços de tempo, para se obter o seqüenciamento desejado. As-



# Conexões com os micros nacionais

Tabela 1

microcomputador (modelo e marca)	barramento ou slot (pinos de interesse)	ligações com a <i>Pólux</i>	endereços disponíveis	instruções de acesso
CP 200S AR (Prológica)	 D0-9    D6-15    A4-46    GND-10 D1-11   D7-3    A5-44    GND-12 D2-13   A0-16    A6-42 D3-19   A1-18    A7-40 D4-21   A2-20    M1-45 D5-17   A3-22    IORQ-31	D0/D7 e A0/A7 normalmente; M1 em HAB1; IORQ em HAB2	todos	<i>Assembler</i> — OUT(END H), reg <i>Basic</i> — REM £OUT END dec, DADO dec.
CP 300 (Prológica)	 GND-33   D0-24   D6-30   A4-15 D1-23   D7-29   A5-16 D2-26   A0-11   A6-17 D3-25   A1-12   A7-18 D4-28   A2-13   M1-7 D5-27   A3-14   IORQ-4	idem	todos abaixo de COH (E/S)	idem
CP 500 (Prológica)	 D0-1    D6-13    A4-25    GND-2 D1-3    D7-15    A5-27    e 50 D2-5    A0-17    A6-29 D3-7    A1-19    A7-31 D4-9    A2-21    M1-47 D5-11   A3-23    IORQ-49	idem	idem	idem
CP 400 (Prológica)	 D0-10    D5-15    A2-21 D1-11    D6-16    A3-22 D2-12    D7-17    A4-23    SCS-36 D3-13    A0-19    A5-24    GND-33 D4-14    A1-20    A6-25    e 34 A7-26	veja a fig. 7	acesso como memória \$FF40H	<i>Assembler</i> — todas as instruções de movimentação de dados registrador → memória <i>Basic</i> — PEEK e POKE
Apple (várias)	 D0-49    D7-42    A6-8 D1-48    A0-2    A7-9 D2-47    A1-3    DEVICE D3-46    A2-4    SELECT-41 D4-45    A3-5    GND-26 D5-44    A4-6 D6-43    A5-7	veja a fig. 8	acesso como memória \$C0n0H	idem
Nestor (Nova Eletrônica)	veja as edições n.ºs 84 e 85 de <i>Nova Eletrônica</i>	D0/D7 e A0/A7 normalmente; M1 em HAB1; IORQ em HAB2	todos	<i>Assembler</i> — OUT(END H), reg

sim, você terá que usar sempre duas sub-rotinas para qualquer aplicação: a de tempo e a de saída.

A sub-rotina de saída é a que controla as lâmpadas a partir do conteúdo de certas áreas da memória do micro; isso, com as instruções adequadas, que dependem do número de cartões de potência empregados. Esse programa foi concebido em forma de sub-rotina devido à sua intensa utilização — ou seja, toda vez que forem feitas alterações no jogo de luzes. A sub-rotina de tempo, por sua vez, determina por quanto tempo as lâmpadas devem permanecer em determinada condição. Também é

muito utilizada, sendo requisitada a cada alteração na transição de estado das luzes.

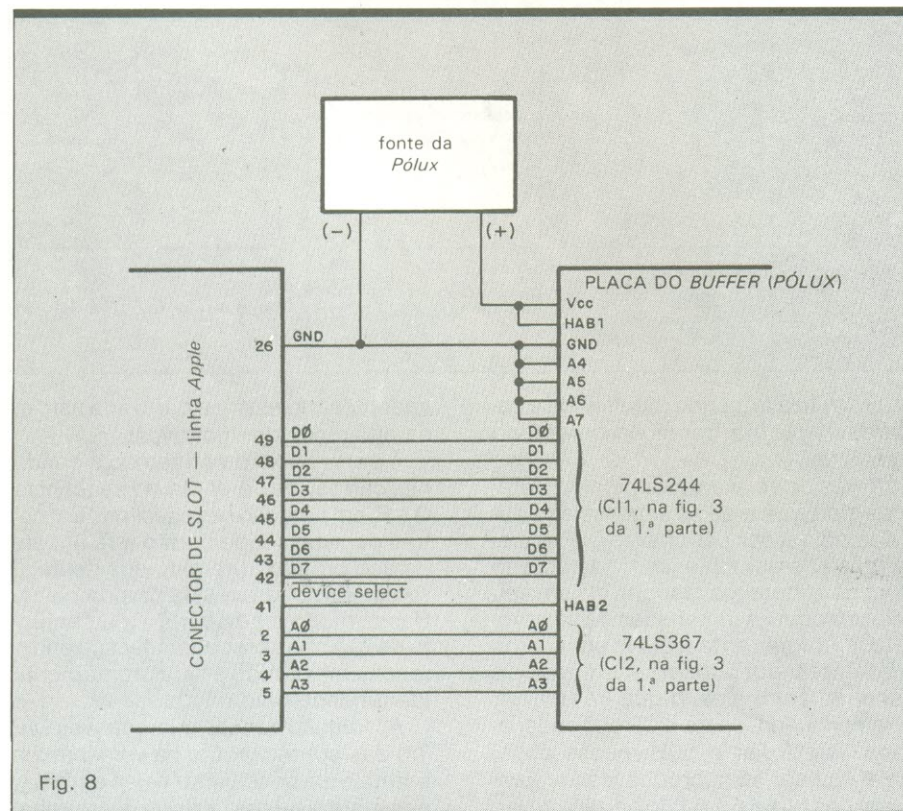
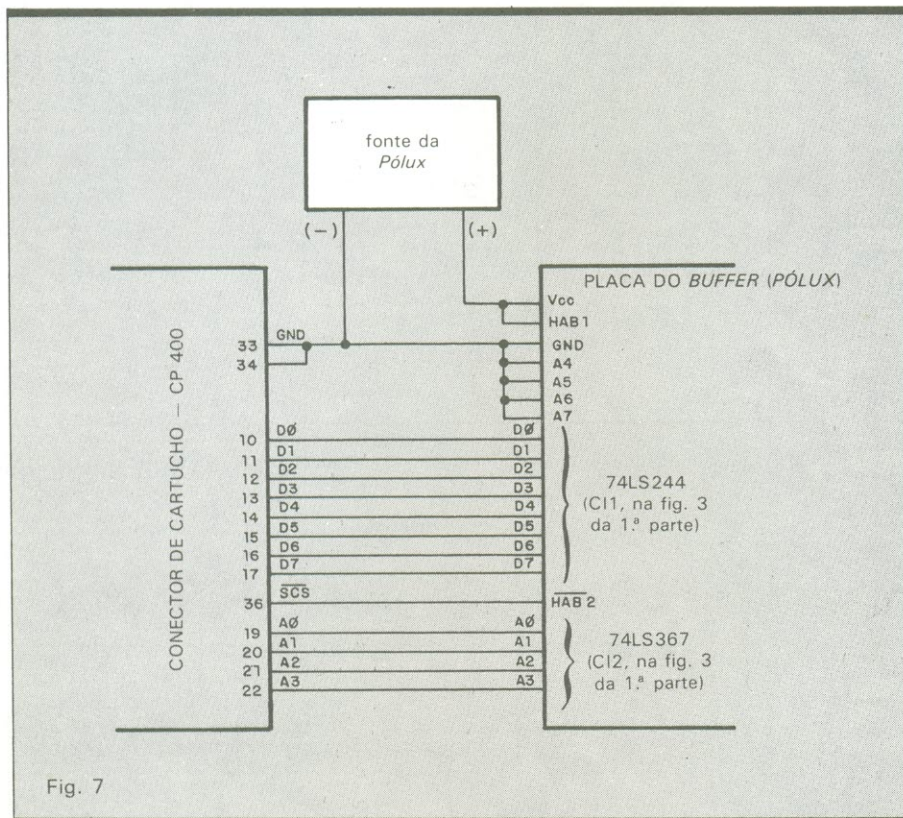
Antes de se aventurar pelos programas, porém, é preciso saber selecionar as combinações das chaves DIP — presentes nas duas placas — de acordo com os endereços disponíveis em seu micro e com as dimensões de seu projeto. Verifique, então, quais endereços de computador podem ser utilizados e escolha, entre eles, o que irá utilizar. Exemplificando, para o CP 500 poderíamos selecionar o 50H; nesse caso, deve-se ligar as microchaves (ou *jumpers*) nos bits A6 e A4 do cartão *buffer*,

endereçando assim a parte alta (isto é, os bits mais significativos).

A parte baixa do endereço é criada nos cartões de potência, na sequência O a F, em notação hexadecimal. Em outras palavras, cada cartão terá um endereço próprio, diferente dos demais, selecionável através da própria placa. Desse modo, cada cartão (ou conjunto de 8 lâmpadas) poderá ter seu endereço bem definido e será prontamente identificado pelo micro.

A inclusão dessas microchaves DIP (ou das pontes de fio, na versão mais barata) veio possibilitar o uso da *Pólux* nos mais diversos tipos de micro, além





de ser extremamente útil na manutenção ou realocação física dos cartões de potência. Assim, por exemplo, um cartão defeituoso pode ser imediatamente trocado por outro com o mesmo endereço, através de uma simples troca de combinação das chaves DIP, evitando que o sistema (ou partes vitais do mesmo) fique paralisado.

### Relação de componentes

#### CARTÃO ISOLADOR/EXCITADOR

R1 — veja texto (13x)  
 R2 — 10 k $\Omega$  (5x)  
 C1 — 10 nF/250 V (4x)  
 C2 — 47  $\mu$ F/16 V  
 CI1 — 74LS244  
 CI2 — 74LS367  
 CI3 — 74LS266  
 CI4 — 74LS27  
 CH1 — 4 microchaves em encapsulamento DIP  
 Obs.: todos os resistores são de 1/8 W, 5%

#### CARTÃO DE POTÊNCIA

R1 — 390  $\Omega$  (8x)  
 R2 — 150 k $\Omega$  (8x)  
 R3 — 10 k $\Omega$  (8x)  
 R4 — 220 k $\Omega$  (8x)  
 R5 — 330 k $\Omega$  (8x)  
 R6 — 47  $\Omega$  (8x)  
 R7 — 330  $\Omega$  (8x)  
 R8 — 47  $\Omega$  (8x)  
 R9 — 10 k $\Omega$  (5x)  
 C1 — 10 nF/250 V (3x)  
 C2 — 47  $\mu$ F/16 V  
 C3 — 47 nF/250 V (8x)  
 D1 — 1N4005 (32x)  
 Q1 — 2N2222 (8x)  
 T1 — TIC106C (8x)  
 T2 — TIC226D (8x)  
 CI1 — 74LS373  
 CI2 — 74LS08  
 CI3 — 74LS266  
 CI4 — TIL 111 (8x)  
 CH2 — 4 microchaves em encapsulamento DIP  
 Obs.: todos os resistores são de 1/4 W, 5%

#### MATERIAL DE APOIO

Placas de circuito impresso  
 Conectores de 15 terminais  
 Cabos de fiação  
 Cabo multiveias  
 Bastidor tipo Eurocard  
 Dissipadores (veja texto)  
 Interruptores  
 Fusíveis e disjuntores



## Programas para CP 300/500 (Z-80)

Quadro 1

Basic	Assembler
10 X = 1	INÍCIO LDA, 01H
20 CALL 100	
30 X = 2.X	SAÍDA OUT(80H),A
40 CALL 120	CALL TEMPO
50 IF X=256 THEN 10	RLC
60 GO TO 20	JPx, SAÍDA
100 OUT 128, X	LD BC, TEMP1
110 RETURN	TEMPO DJNZ\$
120 A=0	LOOP DEC C
130 A=A+1	JRZ, VOLTA
140 IF A≠1000 THEN 130	LDB, C
150 RETURN	JR LOOP
	VOLTA RET

## Programas para Apple (6502) e CP 400 (6809)

Quadro 2

### Basic (Apple)

```

10 POKE 49344,00
20 A = 1
30 CALL - 28672
35 POKE 49344,A
40 A = A * 2
50 IF A = 16 THEN GO TO 80
60 IF A = 160 THEN GO TO 20
70 GO TO 30
80 A = 10
90 GO TO 30

```

### Assembler (Apple)

```

7000- A9 00 LDA # $00
7002- 8D C0 C0 STA $C0C0
7005- 20 00 90 JSR $9000
7008- 0A ASL
7009- C9 00 CMP # $00
700B- F0 F3 BEQ $7000
700D- D0 F3 BNE $7000
700F- EA NOP
7010- EA NOP
7011- EA NOP
7012- EA NOP
7013- EA NOP
7014- EA NOP
7015- EA NOP
7016- EA NOP
7017- EA NOP
7018- EA NOP
7019- EA NOP
701A- EA NOP
701B-

9000- 20 4A FF JSR
9003- A9 00 LDA
9005- 85 FE STA $FF4A
9007- 85 FF STA # $00
9009- C6 FE DEC $FE
900B- D0 FC BNE $FF
900D- C6 FF DEC $FE
900F- D0 F8 BNE $9009
9011- 20 3F FF JSR $FF
9014- 60 RTS $9009
9015- EA NOP $FF3F
9016- EA NOP
9017- EA NOP
9018- EA NOP
9019- EA NOP
901A- EA NOP
901B- EA NOP
901C- EA NOP
901D- EA NOP
901E- EA NOP

```

### Basic (CP 400)

```

10 POKE 65344,00
20 A = 1
30 B = TIMER + 120
40 IF B = TIMER THEN GO TO 60
50 GO TO 40
60 POKE 65344,A
70 A = A*2
80 IF A = 16 THEN GO TO 110
90 IF A = 160 THEN GO TO 20
100 GO TO 30
110 A = 10
120 GO TO 30

```

## Programas de saída para CP 300/500 (Z-80)

Quadro 3

Basic	Assembler
100 REM: SUB-ROTINA DE SAÍDA	SAÍDA LD C, 80H
110 X=2048:Y = 128	LD HL, 8000H
120 OUT Y,X,	
130 IF Y=137 THEN RETURN	LOOP LD A,(HL)
140 X=X+1:Y = Y+1	OUT(C),A
150 GO TO 120	INC HL
	INC HL
	INC C
	LD A,C
	CP 88H
	JRZ,VOLTA
	JR, LOOP
	VOLTA RET



## LISTA DE COMPRAS

### RESISTORES

47  $\Omega$  — 13 peças

330  $\Omega$  — 8 peças

390  $\Omega$  — 8 peças

10 k $\Omega$  — 18 peças

150 k $\Omega$  — 8 peças

220 k $\Omega$  — 8 peças

330 k $\Omega$  — 8 peças

(veja texto para escolher o valor de R1 — são mais 13 peças)

### CAPACITORES

10 nF/250 V — 7 peças (poliéster

47 nF/250 V — 8 peças } metalizado)

47  $\mu$ F/16 V — 2 peças (eletrolíticos)

### SEMICONDUCTORES

1N4005 — 32 peças (diodos)

2N2222 — 8 peças (transistores)

TIC106C — 8 peças (SCRs)

TIC226D — 8 peças (TRIACs)

TIL 111 — 8 peças (fotoacopladores)

74LS08 — 1 peça (CIs)

74LS27 — 1 peça (idem)

74LS244 — 1 peça (idem)

74LS266 — 2 peças (idem)

74LS367 — 1 peça (idem)

74LS373 — 1 peça (idem)

### ELETROMECAÂNICOS

encapsulamento DIP

com 4 microchaves — 2 peças

dissipadores — 1 peça ou

8 peças (veja texto)

conectores de 15 terminais — 2 peças

Obs.: lista básica para um cartão buffer e um cartão de potência.

A esta altura, você já pode selecionar as combinações das chaves (ou jumpers) dentro da área de endereços disponíveis e fazer o primeiro teste geral de funcionamento. Para testar a interligação, basta mandar dados conhecidos ao endereço selecionado, checando o resultado a seguir. A título de exemplo, temos o seguinte programa em Basic, supondo o endereço 80H, num sistema com um só cartão de potência:

```
10 X = 0
20 OUT128,X
30 GO TO 10
```

Com ele, todas as luzes devem-se apagar. Se você quiser que todas se acendam, substitua a linha 10 por X = 255.

Veja, no Quadro 1, dois exemplos básicos de programas, que fazem simplesmente circular as luzes, mantendo apenas uma lâmpada acesa por vez. O primeiro é dado em Basic, sendo adequado para os modelos CP 300 e CP 500; o segundo, em Assembler do Z-80, que pode ser adaptado para todos os computadores que adotam esse microprocessador.

O mesmo exemplo básico foi repetido no Quadro 2 (acendimento alternado das lâmpadas, uma a uma), mas desta vez para as máquinas que utilizam o microprocessador 6809, como o CP 400, e o 6502, como as da linha Apple, onde o tratamento da Pólux é feito como memória. Aqui, novamente, consideramos um sistema com apenas um cartão de potência. No caso do CP 400, o programa em Basic acende alternadamente as lâmpadas do cartão de endereço \$00. Os programas para o Apple, um deles em Basic e o outro em Assembler, ativam alternadamente as saídas do cartão de endereço \$0 da Pólux; ambos utilizam a sub-rotina de tempo, proporcionando um período de 1 segundo, aproximadamente, entre lâmpadas.

É preciso prever, também, como dissemos, a sub-rotina de saída. No Quadro 3 você tem um exemplo comentado, em Basic e Assembler, para um sistema de 8 cartões de potência. Os dois programas do exemplo colocam imediatamente nas 64 lâmpadas o conteúdo das locações entre 8000H e 803FH, ordenadas segundo os endereços 80H a 87H. Foram concebidos para micros da linha CP 300 ou 500, com microprocessador Z-80.

**Conclusão** — A interface Pólux não foi feita apenas para o entretenimento, como já dissemos. Ela se presta ao controle de qualquer outro conjunto de cargas CA, desde que atuem alimentadas pela rede e não ultrapassem os limites estabelecidos de potência. Qualquer que seja sua aplicação, no entanto, ela exige uma boa dose de conhecimentos e habilidades de seus montadores. Por isso, é recomendável que a Pólux seja montada em equipe e não por hobbistas isolados; dessa forma, o trabalho poderá ser dividido de acordo com o know-how de cada um dos participantes. Por outro lado, colocamos à disposição de todos os montadores para responder, por carta, a quaisquer dúvidas e sugestões. Boa montagem.

# ARGOS-IPOTEL

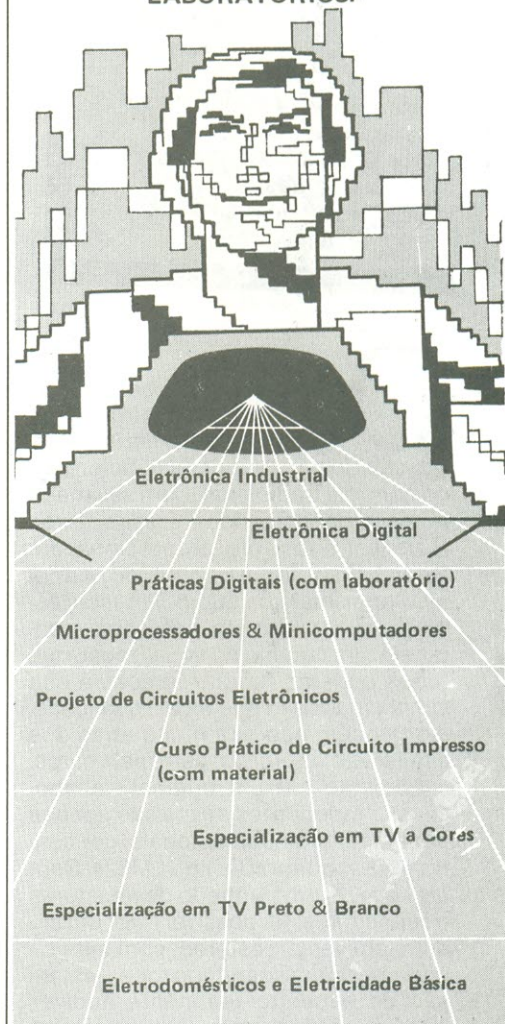
## CURSOS DE ELETRÔNICA E INFORMÁTICA

ARGOS e IPOTEL unidas, levam até você os mais perfeitos cursos pelo sistema:

### TREINAMENTO À DISTÂNCIA

Elaborados por uma equipe de consagrados especialistas, nossos cursos são práticos, funcionais, ricos em exemplos, ilustrações e exercícios.

E NO TÉRMINO DO CURSO, VOCÊ PODERÁ ESTAGIAR EM NOSSOS LABORATÓRIOS.



Preencha e envie o cupom abaixo.

ARGOS — IPOTEL

R. Clemente Álvares, 247 - São Paulo - SP.  
Caixa Postal 11.916 - CEP. 05090 - Fone 261-2305

Nome \_\_\_\_\_

Endereço \_\_\_\_\_

Cidade \_\_\_\_\_ CEP \_\_\_\_\_

Curso \_\_\_\_\_

Ao nos escrever indique o código NE





# Equalize realisticamente seu áudio

## Características

- Oitavas: 60, 150 e 400 Hz;  
1, 2, 4 e 6 e 15 kHz
- Reforço/atenuação de 12 dB
- Relação sinal/ruído de 100 dB
- Baixo consumo de corrente:  
15 a 30 mA
- Usa apenas 4 operacionais  
quádruplos.
- Aceita controles rotativos  
ou deslizantes
- Para montagem em rack  
ou gabinete

*São sete oitavas por canal,  
abrangendo a faixa  
de frequências realmente  
percebidas pelo nosso ouvido.  
Um circuito semiprofissional,  
para qualquer caso*

O equalizador, como todos sabem, é um controle de tonalidade mais sofisticado, concebido para suprir as deficiências do controle tradicional. Com seu maior número de comandos e seus filtros mais estreitos, ele proporciona um "ajuste fino" sobre o conteúdo harmônico dos sinais de áudio. Por isso, estamos sugerindo este mês, como montagem, um circuito de equalização que todos poderão montar, graças à sua simplicidade. No que toca à qualidade, ele também não fica muito atrás dos similares comerciais, bem mais caros.

Baseado em um original italiano, seus componentes ativos são apenas amplificadores operacionais, concentrados em quatro CIs tipo LM324. Com eles e mais um punhado de resistores e capacitores, foi possível fazer um circuito em versão estêreo, com sete oitavas por canal, cobrindo toda a extensão do espectro realmente audível. "Realmente", porque seus controles atuam entre 60 Hz e 15 kHz (na verdade, um pouco mais do que isso, como veremos), que são comprovadamente os limites da audição humana, segundo pesquisas recentes.

Mas o nosso equalizador apresenta outras vantagens. Com ele você pode,

por exemplo, escolher entre dois tipos de potenciômetro, que lhe fornecem duas filosofias diferentes de montagem e utilização. Assim, se você optar por uma montagem mais fácil, sem fios, e pelo controle simultâneo dos dois canais, é só utilizar potenciômetros duplos rotativos, que podem ser montados diretamente sobre o impresso. Mas, se o objetivo é dar aspecto e função mais profissionais à sua montagem e controlar os canais separadamente, você tem a liberdade de usar potenciômetros deslizantes, montados em duas placas separadas. No primeiro caso, você terá uma versão mais barata e "doméstica" do equalizador, enquanto o segundo propociona um verdadeiro equalizador gráfico, de nível profissional, próprio para ser montado em rack ou caixa.

Quanto às características do circuito, ele aceita qualquer alimentação entre 11 e 16 V, permite um nível de reforço ou atenuação de 12 dB por filtro, consome 30 mA de corrente, no máximo, e apresenta uma relação S/R entre 95 e 120 dB. Devido à sua configuração, pode ser excitado por praticamente qualquer pré-amplificador, sem causar saturação do sinal, assim como excitar prés e amplificadores de potên-

cia. Fornece, na saída, um sinal máximo de 1 V e aceita sinais de até 0,5 V na entrada, sem distorção aparente.

**Em blocos** — Na figura 1 podemos ver o diagrama de blocos de um canal do equalizador, que nos ajudará a compreender melhor seu funcionamento. Vamos procurar restringir a explanação ao circuito em si, sem aprofundarmos no tema dos equalizadores e sua utilização; se você quiser saber mais detalhes sobre esses equipamentos, antes de decidir-se pela montagem, dê uma olhada no artigo "Equalizadores gráficos para alta-fidelidade", publicado nos nºs 62 e 63 de Nova Eletrônica.

Podemos perceber de imediato, no diagrama da figura 1, a presença dos blocos adaptadores de entrada e saída, que têm a função de atenuar o sinal nesses dois pontos. Com isso, podemos evitar a saturação no bloco do amplificador diferencial e também a excursão excessiva de saída, que poderia prejudicar o desempenho dos equipamentos ligados ao equalizador.

Passando pelo adaptador de entrada, o sinal de áudio é aplicado a um somador algébrico, que pode receber ou não uma parcela do sinal de saída, enviada pelo bloco do misturador. Ao deixar o somador, o sinal passa pelo amplificador diferencial e alcança a saída, sendo atenuado de passagem pelo adaptador de saída. Por fim, nos blocos do misturador e dos circuitos ressonantes ocorre a equalização propriamente dita.

Na figura 2 podemos ver a resposta típica dos circuitos ressonantes, num gráfico que plota a tensão de saída em relação à frequência de entrada. Você já deve ter percebido que é a curva característica de um filtro passa-faixa, onde a máxima tensão de saída acontece exatamente na frequência de ressonância do circuito. Cada canal do equalizador dispõe de sete desses filtros, com as frequências de ressonância indicadas na figura 1.

O exemplo da figura 2 representa um reforço na frequência central de 1 kHz, mas poderia representar também uma atenuação, caso a curva estivesse voltada para baixo. De que modo isto é feito no equalizador? Veja que o bloco do misturador coleta todas as saídas dos circuitos ressonantes, através das entradas E0/E6, a fim de liberar uma resposta em uma de suas saídas. No caso de ser o terminal Y, o reforço prove-



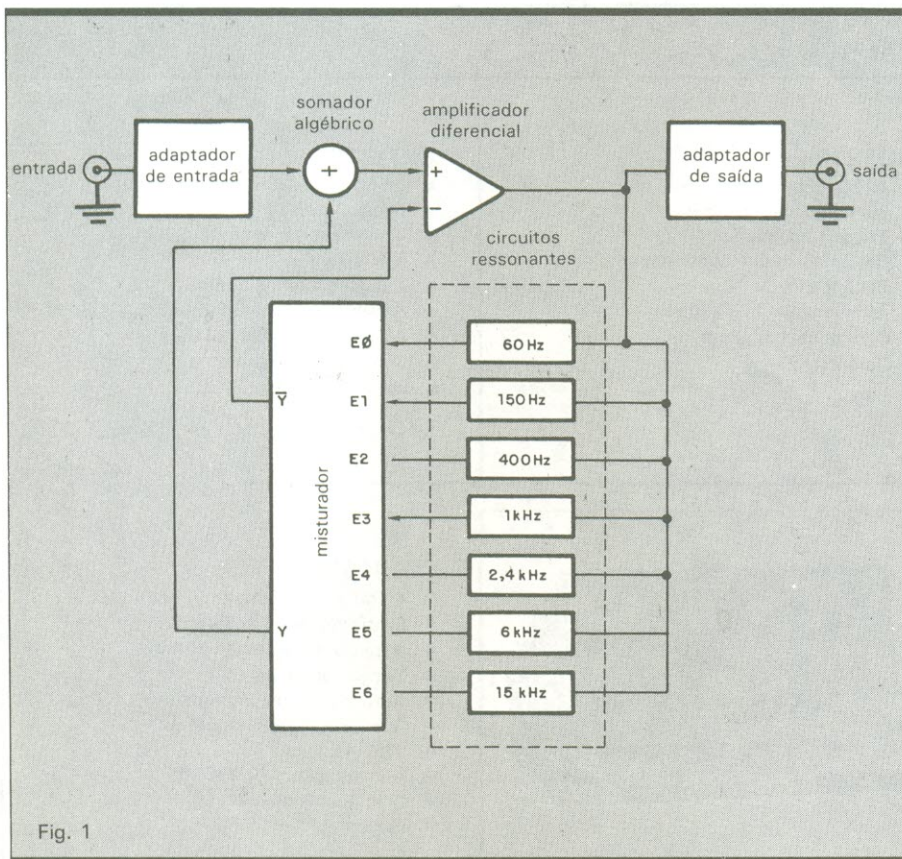


Fig. 1

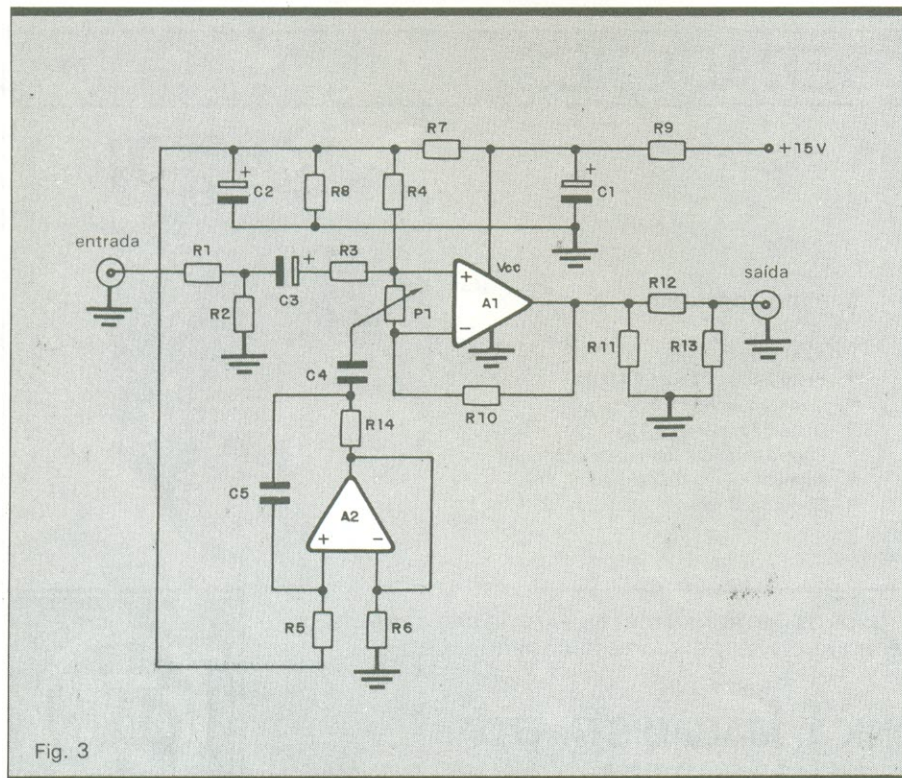


Fig. 3

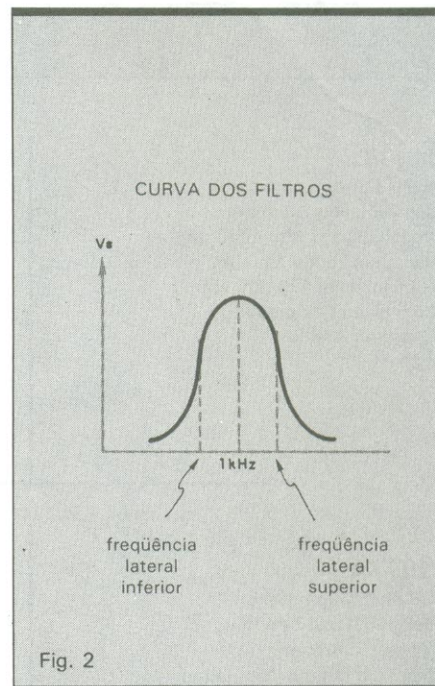


Fig. 2

niente dos filtros é aplicado ao somador algébrico, confirmando o reforço das frequências correspondentes. Mas se a saída for a  $\bar{Y}$ , o reforço será enviado à entrada não inversora do amplificador diferencial, convertendo-se em uma atenuação.

Convém ressaltar que as saídas  $Y$  e  $\bar{Y}$  são meramente ilustrativas, uma vez que o circuito emprega, para esse fim, a posição relativa do cursor de um potenciômetro para reforçar ou atenuar cada uma das frequências. Dito isto, poderia permanecer uma última dúvida, para os iniciantes do áudio: qual é a atuação do circuito nas frequências intermediárias — como, por exemplo, 100 Hz ou 7 kHz — já que os filtros estão sintonizados em pontos fixos do espectro audível? Muito simples: elas são tratadas como faixas laterais dos filtros.

Observando novamente o gráfico da figura 2, vemos que existem duas frequências ladeando a central, denominadas **frequências laterais inferior e superior** — definidas como as correspondentes aos pontos em que a saída do filtro exhibe uma atenuação de 3 dB em relação ao ganho máximo. Assim sendo, esse filtro (chamado de Butterworth de segunda ordem) apresenta um pico, onde está localizada a frequência central, que sofre o maior reforço ou atenuação; mas como a queda da curva é gradual, várias outras frequências



(além das laterais) sofrem também esses efeitos em certo grau. Como os circuitos ressonantes foram projetados de modo que suas curvas se interceptem mutuamente nas frequências laterais, o controle equalizador é exercido em toda a faixa de áudio.

**O circuito** — Partindo do princípio de que o circuito é composto por vários estágios iguais, vamos analisar apenas a operação de uma etapa básica de equalização, para uma banda de frequências, através do diagrama da figura 3. Analogamente ao esquema da figura 1, observamos aqui a existência das redes resistivas R1/R2 (entrada) e R11/R12/R13 (saída), atuando como adaptadores. Vê-se também que foi incluído um filtro passa-baixas, composto por R9 e C1, na linha de alimentação dos operacionais; e, ainda, um divisor de tensão, formado por R7, R8 e C2 — que, juntamente com R4 e R5, fornece a polarização quiescente dos operacionais.

Todo sinal aplicado à entrada será primeiramente desacoplado por C3, atingindo depois a entrada não inversora do operacional A1. Aqui já podemos ver, na prática, o somador algébrico e o misturador, reduzidos ao potenciômetro P1 — encarregado de dosar o sinal entre as duas entradas de A1, de acordo com a posição de seu cursor. Assim, sempre que estiver voltado mais para a entrada não inversora, o sinal será reforçado; e quanto mais próximo da inversora, maior será a atenuação.

O circuito ressonante, constituído por A2 e alguns componentes periféricos, tem suas frequências laterais fixadas por C4 (inferior) e C5 (superior). Por fim, o resistor R10 estabelece a taxa de realimentação necessária para evitar a saturação do operacional A1.

Entendido o funcionamento básico do circuito, podemos passar à figura 4, que traz o esquema completo de um canal do equalizador. Graças às explicações já fornecidas, ele dispensa outros comentários. Atenção apenas para a dupla codificação dos componentes, feita com duas numerações e as letras "D" e "E" para representar os dois canais no mesmo esquema. Ainda na figura 4, foi representada separadamente a rede passa-baixas que alimenta os operacionais, juntamente com o divisor resistivo que os polariza e o LED que indica a presença de alimentação.

**Montagem** — A confecção do equalizador está baseada em uma placa bastante prática, apta a receber todo o circuito, incluindo os sete potenciômetros duplos rotativos (fig. 5). Nesse caso, a fiação vai se restringir às ligações de entrada e saída, somente, sim-

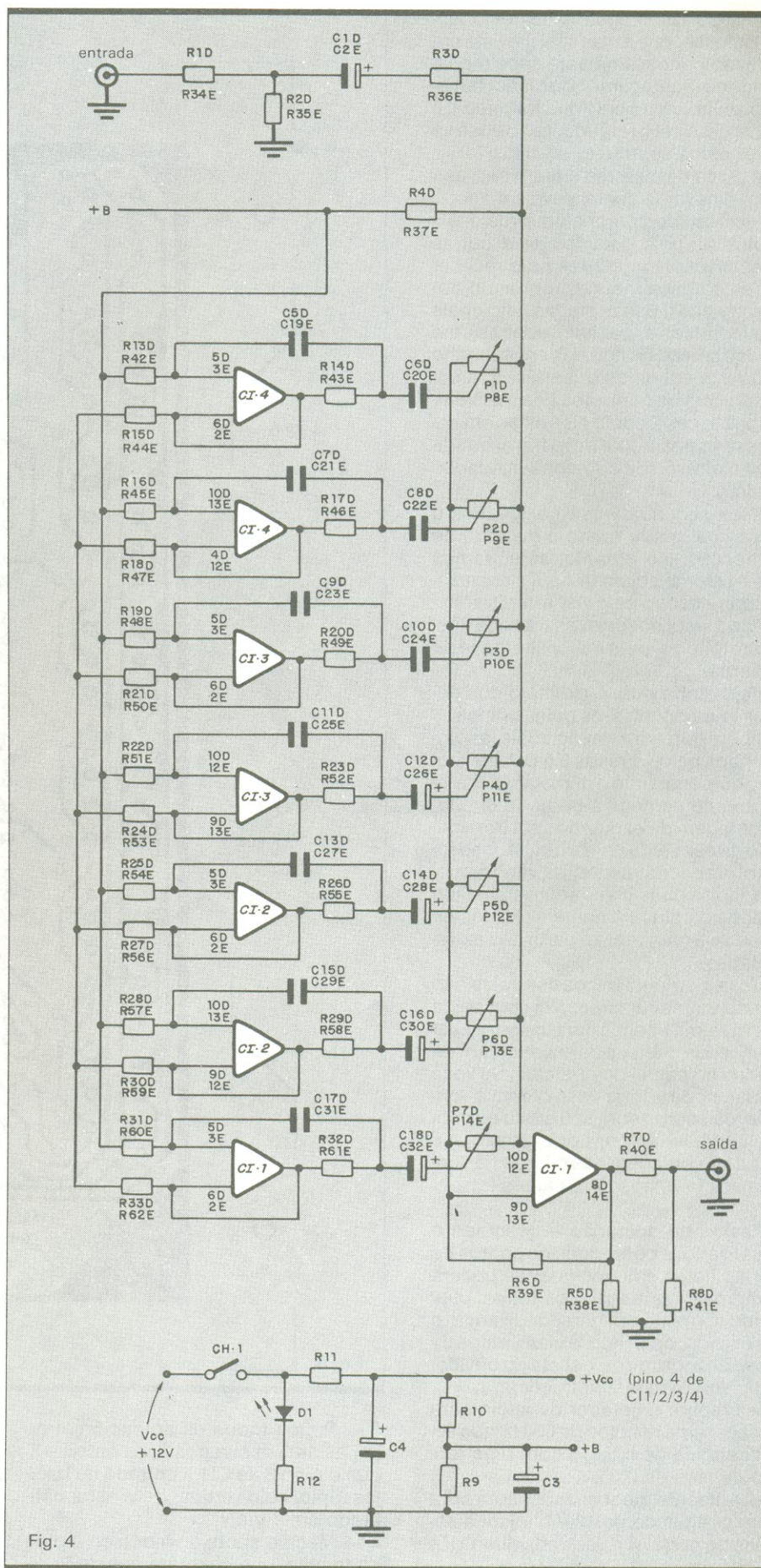


Fig. 4



plificando a montagem ao extremo. Note, inclusive, que a placa foi prevista em dois tamanhos, uma para cada modalidade de montagem. A de menor tamanho, delimitada pela linha tracejada, é a que deve ser preferida, caso você vá optar pelos controles rotativos.

A placa de maiores dimensões, cercada pela linha cheia, deve ser adotada no caso dos potenciômetros deslizantes — pois será fixada a outras duas placas, projetadas para receber esses potenciômetros, formando um “sanduíche”. Essas placas adicionais são idênticas e, por isso, apenas uma delas aparece na figura 6, em tamanho natural, vista pelas duas faces. A conexão com os controles fica mais difícil, nesse caso: como eles estão em impressos separados, deve haver interligação através de cabinhos blindados estéreo.

Essa segunda versão exige, como dissemos, maior gasto e trabalho de confecção. No entanto, acreditamos que o esforço adicional será plenamente compensado pelo visual mais sofisticado (basta observar as fotos de nosso protótipo) e pela maior liberdade de controle.

Veja ainda que, a exemplo dos demais componentes, os potenciômetros também têm numeração dupla, acompanhada pelos sufixos E e D. Note, porém, que, enquanto a numeração do canal direito começa a partir da direita, a contagem do esquerdo está trocada, indo da esquerda para a direita. Isso foi feito propositalmente, de modo que, quando as duas placas estiverem lado a lado no painel, a numeração das oitavas seja crescente a partir das extremidades.

Essa distribuição dos controles não é absolutamente crítica; foi concebida dessa forma apenas para dar um visual melhor aos gráficos de equalização formados no painel do aparelho. Se você quiser, pode alterar essa ordem à vontade, de acordo com seu gosto ou conveniência — como, por exemplo, iniciando a contagem das oitavas de dentro para fora, nos dois canais.

**Testes de operação** — Montado o equalizador e conferidos os pontos de solda, filetes e ligações, você poderá comprovar a atuação dos filtros, utilizando somente um gerador de áudio e um osciloscópio. Isto, é claro, antes da prova de fogo, que é o teste do ouvido. Siga, então, estas instruções:

1 — Prepare o gerador de áudio para fornecer uma senóide de 60 Hz (que será chamada de  $f_{\text{central}}$ ), com uma tensão de pico de 0,25 V.  
2 — Alimente o equalizador com uma tensão regulada de 12 V e injete a senóide do gerador na entrada direita (D) do circuito.

3 — Ponha todos os potenciômetros (P1 a P14) em sua posição central e ligue o pino 8 de CI1 à entrada do osciloscópio, cujo vertical deve estar calibrado em 1 V/div.  
4 — Meça e anote o valor pico a pico da tensão, que chamaremos de  $V_{s0}$  e

corresponde ao controle em sua posição de “repouso”.

5 — Ajuste então o potenciômetro P7, de maneira a obter a máxima atenuação do sinal; anote também esse valor, que será denominado  $V_{s1}$ , e vá aumentando lentamente a frequência, até que

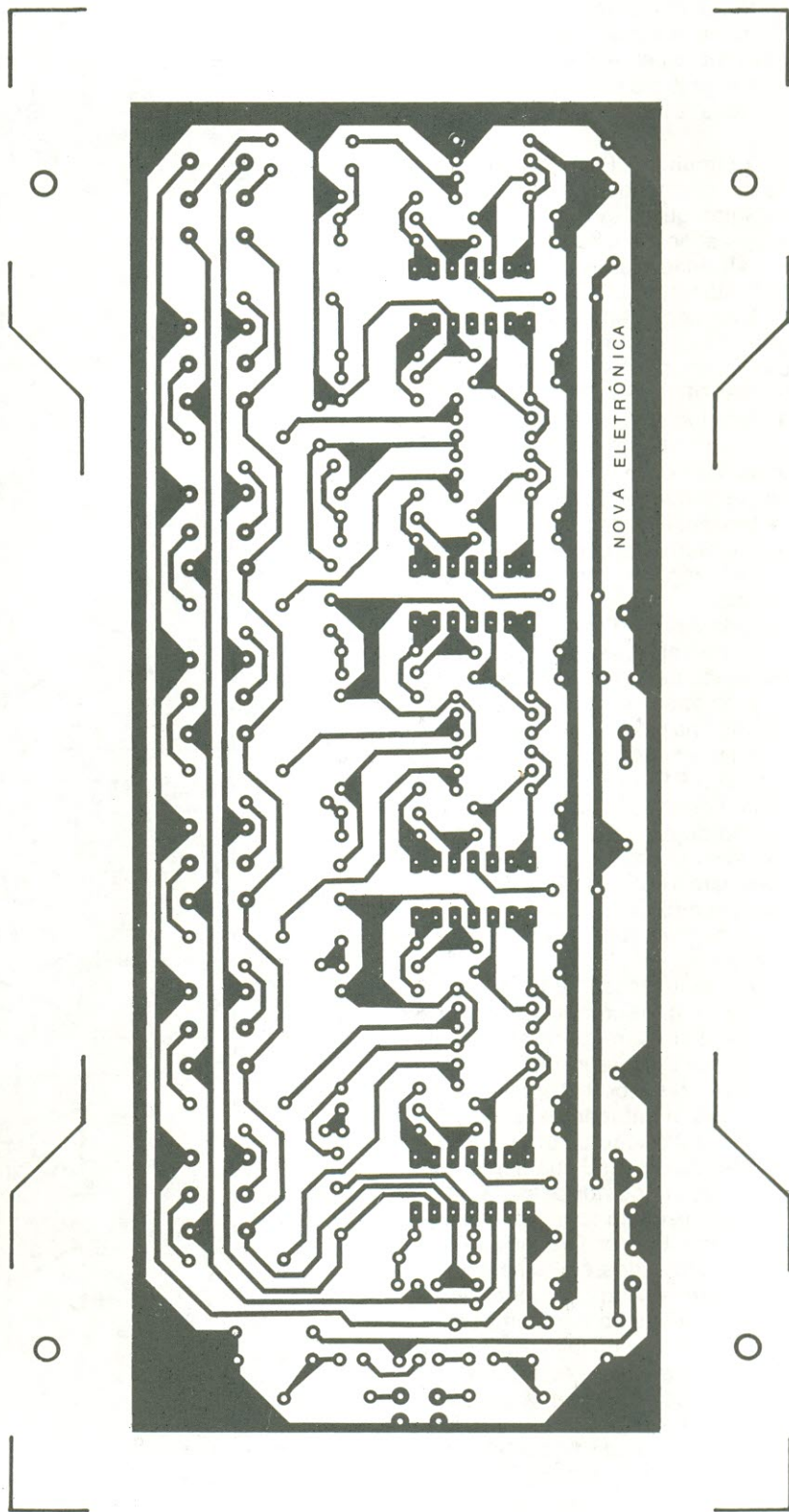
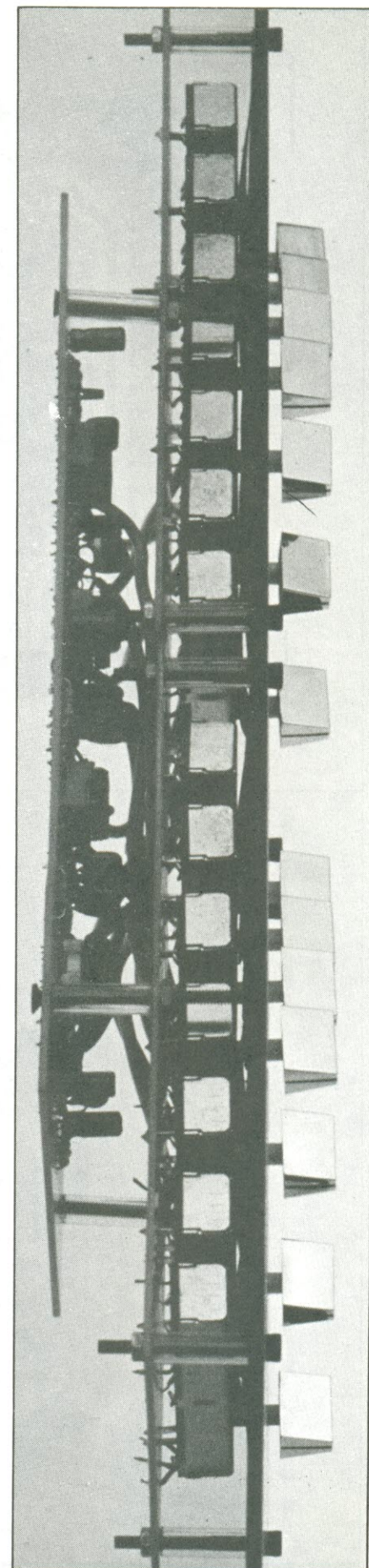
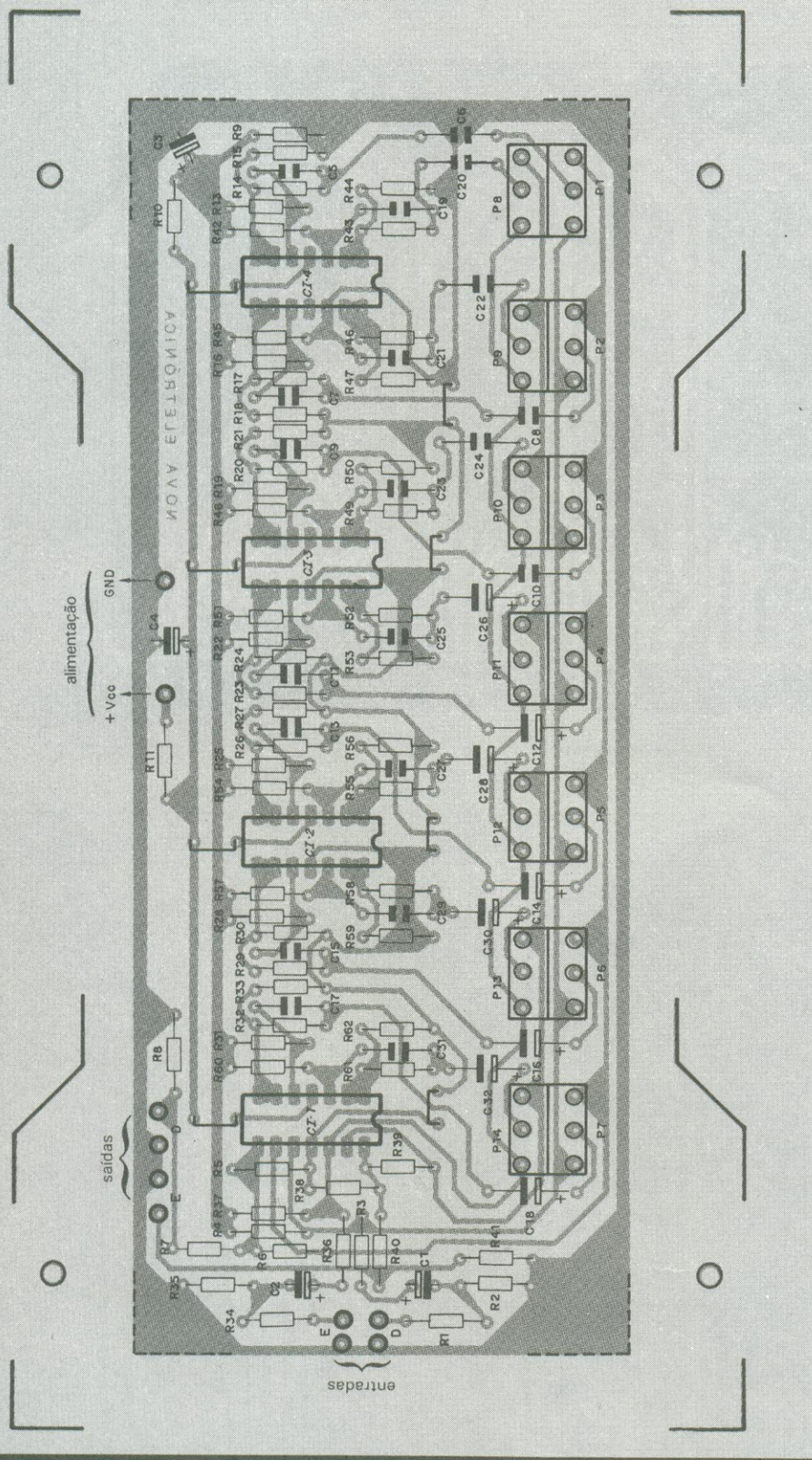


Fig. 5





a tela do osciloscópio mostre um sinal equivalente  $0,31 \cdot V_{s0}$  — que corresponde a uma atenuação, nesse filtro, de 10 dB.

Observe, agora, o gráfico da figura 7, que foi montado sobre um papel monolog. Ele representa a operação glo-

bal (teórica) do circuito, com todas as oitavas em suas excursões de reforço e atenuação. Você esteve trabalhando na primeira oitava do canal direito, atenuando a frequência de 60 Hz — o que corresponde à primeira curva à esquerda, na porção inferior do gráfico.



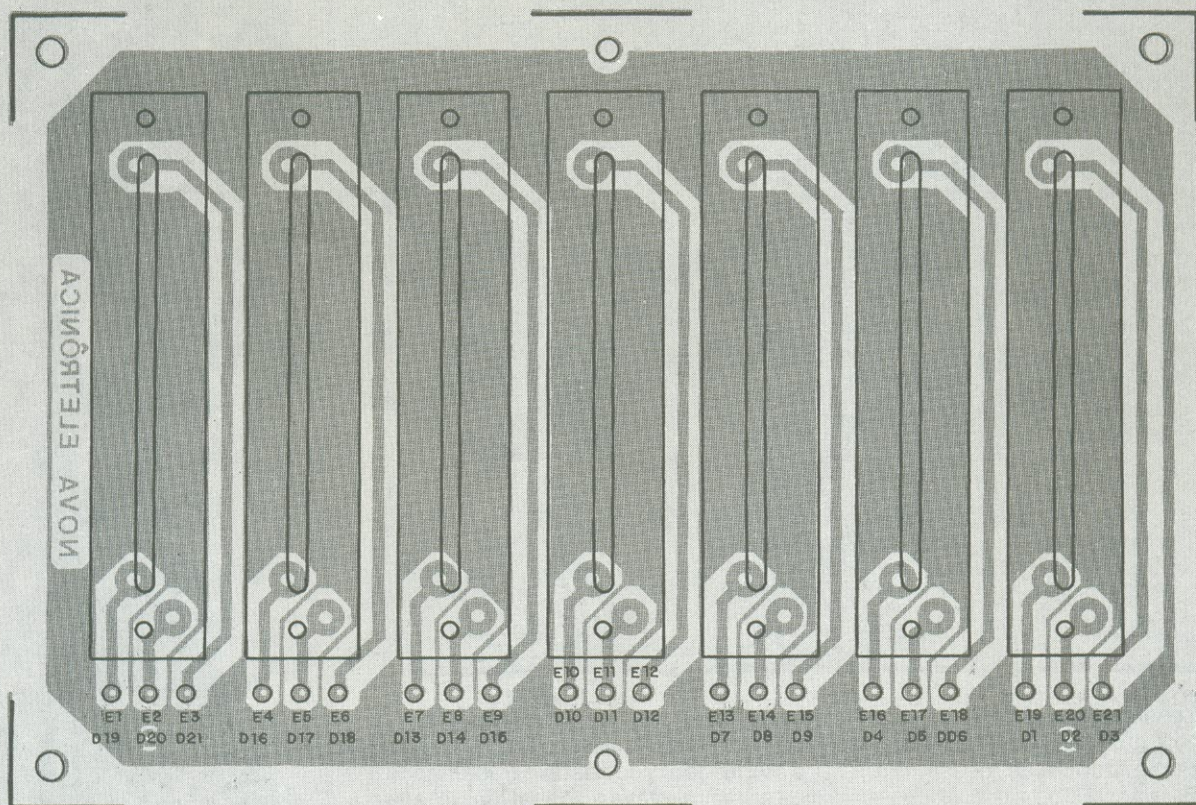
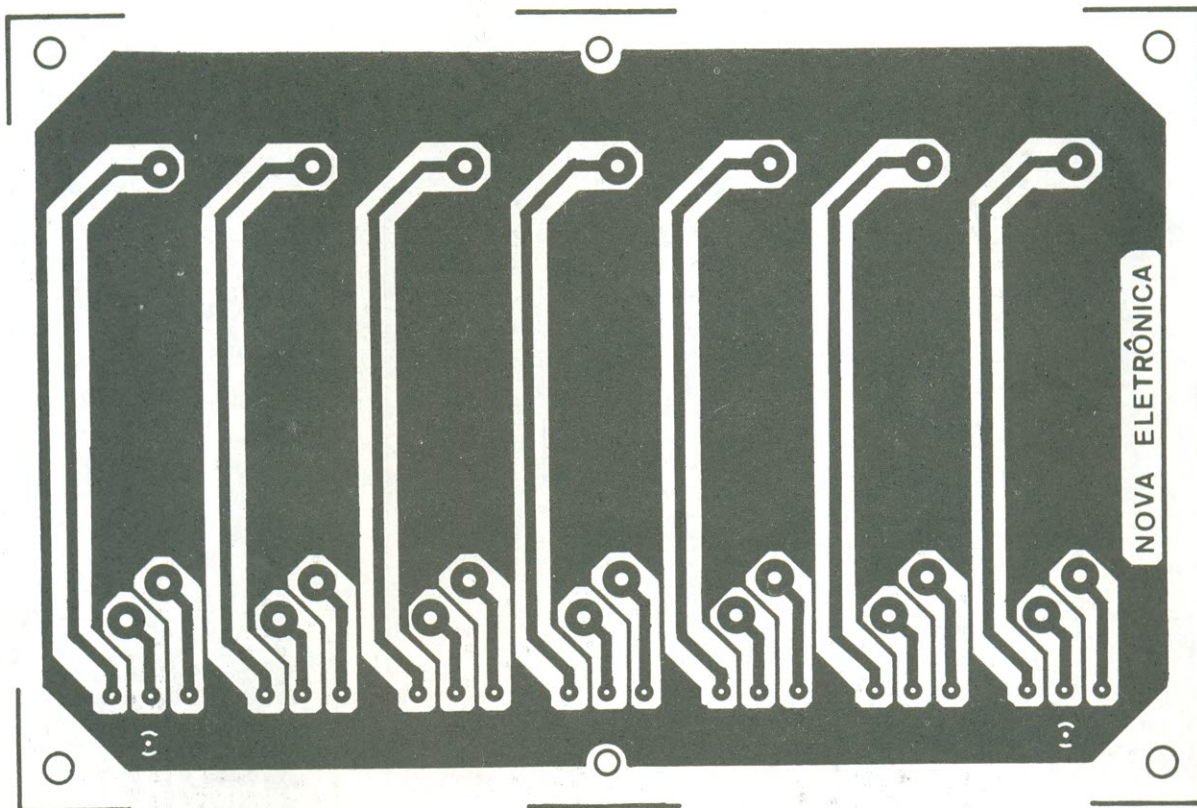


Fig. 6



## Relação de componentes

### RESISTORES

R1D, R34E — 47  $\Omega$   
 R2D, R35E — 10  $\Omega$   
 R3D, R36E — 3,9 k $\Omega$   
 R4D, R37E — 150 k $\Omega$   
 R5D, R38E — 3,9 k $\Omega$   
 R6D, R39E — 5,6 k $\Omega$   
 R7D, R40E — 8,2 k $\Omega$   
 R8D, R41E — 5,6 k $\Omega$   
 R9, R10 — 3,3 k $\Omega$   
 R11 — 47  $\Omega$   
 R12 — 1,2 k $\Omega$   
 R13D, R42E — 91 k $\Omega$   
 R14D, R43E — 5,6 k $\Omega$   
 R15D, R45E — 100 k $\Omega$   
 R17D, R46E — 680 k $\Omega$   
 R18D, R47E — 5,6 k $\Omega$   
 R19D, R48E — 100 k $\Omega$   
 R20D, R49E — 680  $\Omega$   
 R21D, R50E — 5,6 k $\Omega$   
 R22D, R51E — 100 k $\Omega$   
 R23D, R52E — 680  $\Omega$   
 R24D, R53E — 5,6 k $\Omega$   
 R25D, R54E — 91 k $\Omega$   
 R26D, R55E — 680  $\Omega$   
 R27D, R56E — 5,6 k $\Omega$   
 R28D, R57E — 100 k $\Omega$   
 R29D, R58E — 680  $\Omega$   
 R30D, R59E — 5,6 k $\Omega$   
 R31D, R60E — 100 k $\Omega$   
 R32D, R61E — 560  $\Omega$   
 R33D, R62E — 5,6 k $\Omega$   
 P1 a P14 — 22 k $\Omega$  — potenciômetros logarítmicos, mono ou estéreo.

### CAPACITORES

C1D, C2E, C3, C4 — 10  $\mu$ F/25 V  
 C5D, C19E — 82 pF  
 C6D, C20E — 15 nF/250 V  
 C7D, C21E — 330 pF  
 C8D, C22E — 33 nF/250 V  
 C9D, C23E — 10 nF/250 V  
 C10D, C24E — 68 nF/250 V  
 C11D, C25E — 1,5 nF/250 V  
 C12D, C26E — 0,22  $\mu$ F/35 V  
 C13D, C27E — 4,7 nF/250 V  
 C14D, C28E — 0,47  $\mu$ F/35 V  
 C15D, C29E — 10 nF/250 V  
 C16D, C30E — 1,5  $\mu$ F/35 V  
 C17D, C31E — 22 nF/250 V  
 C18D, C32E — 4,7  $\mu$ F/35 V

### SEMICONDUCTORES

C11 a C14 — LM324  
 D1 — LED vermelho comum

### DIVERSOS

CH1 — chave 1 pólo/2 posições  
 Placas de circuito impresso  
 Painel para rack

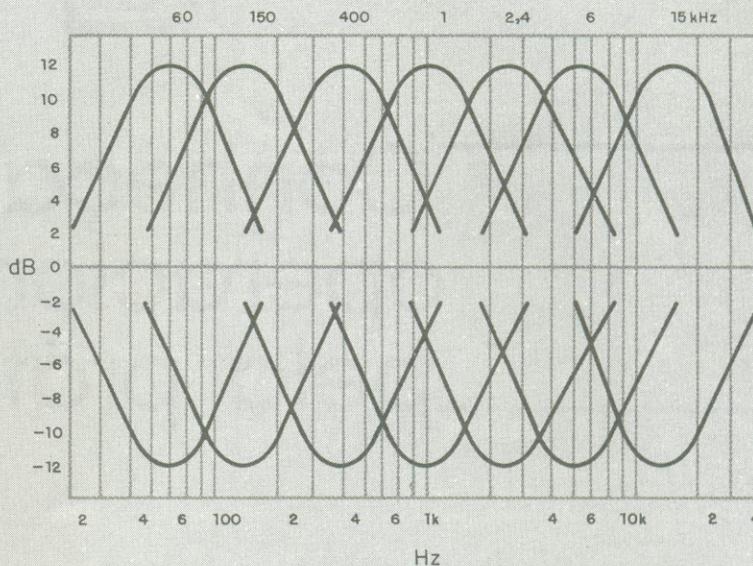


Fig. 7

## LISTA DE COMPRAS

### RESISTORES

10  $\Omega$  — 2 peças  
 47  $\Omega$  — 3 peças  
 560  $\Omega$  — 4 peças  
 680  $\Omega$  — 10 peças  
 1,2 k $\Omega$  — 1 peça  
 3,3 k $\Omega$  — 2 peças  
 3,9 k $\Omega$  — 4 peças  
 5,6 k $\Omega$  — 18 peças  
 8,2 k $\Omega$  — 2 peças  
 91 k $\Omega$  — 4 peças (1%)  
 100 k $\Omega$  — 10 peças  
 150 k $\Omega$  — 2 peças  
 Todos de 1/8 W, 5%, exceto onde especificado

### POTENCIÔMETROS

22 k $\Omega$  — 14 peças (logarítmicos, mono ou estéreo, deslizantes ou rotativos — veja texto)

### SEMICONDUCTORES

LED vermelho — 1 peça  
 LM324 — 4 peças (CIs)

### CAPACITORES

82 pF — 2 peças (cerâmicos)  
 330 pF — 2 peças (cerâmicos)  
 1,5 nF/250 V — 2 peças (poliéster metalizado)  
 4,7 nF/250 V — 2 peças (idem)  
 10 nF/250 V — 4 peças (idem)  
 15 nF/250 V — 2 peças (idem)  
 22 nF/250 V — 2 peças (idem)  
 33 nF/250 V — 2 peças (idem)  
 68 nF/250 V — 2 peças (idem)  
 0,22  $\mu$ F/35 V — 2 peças (tântalo)  
 0,47  $\mu$ F/35 V — 2 peças (idem)  
 1,5  $\mu$ F/35 V — 2 peças (idem)  
 4,7  $\mu$ F/35 V — 2 peças (idem)  
 10  $\mu$ F/25 V — 4 peças (eletrolíticos)

### ELETROMECAÂNICOS

chave 1 pólo, 2 posições — 1 peça

Obs.: lista básica para um equalizador estéreo completo.

Veja que, através da intersecção dos pontos correspondentes a 60 Hz e à máxima atenuação do sinal ( $V_{s1}$ ), obtém-se o ponto P0, e que pela intersecção dos valores de tensão e frequência obtidos com  $0,31 \cdot V_{s0}$ , tem-se o ponto P1. Portanto, essa é uma forma de construir todas as curvas de resposta do equalizador, ponto a ponto, e compará-las com o gráfico ideal da figura 7. Apesar de trabalhosa, é a melhor maneira de garantir a operação ge-

ral do aparelho, como também de constatar diferenças relevantes entre oitavas — que poderão ser sanadas pela troca de certos componentes fora de tolerância, por exemplo.

## Bibliografia

— *Equalizzatore 7 Bande*, Elettronica 2000, n.º 78.



# Conheça os operacionais pela prática

*Em três experiências, os circuitos práticos e cálculos do oscilador de relaxação, gerador de senóides e monoestável com amplificador operacional*

Neste artigo iremos desenvolver, na prática, algumas das configurações clássicas de circuitos osciladores com operacionais, apresentados no artigo anterior da série. O objetivo é passar aos leitores algumas dicas úteis de projeto, bem como mostrar algumas de suas limitações. Entretanto, para que possamos atingir esse objetivo, será necessária a utilização de um osciloscópio para comprovação das experiências e dos conceitos apresentados.

Antes de realizar as experiências, vamos discutir alguns pontos básicos para melhor compreensão dos circuitos. A figura 1 ilustra o circuito do gerador de ondas quadradas apresentado anteriormente. Esse circuito, quando alimentado, começa a oscilar, devido a suas características de realimentação, na frequência determinada pela fórmula geral:

$$f_o = \frac{1}{2R_1 C \cdot \ln\left(\frac{2R_2}{R_1}\right) + 1} \quad (I)$$

Observe que a equação mostrada anteriormente estipulava que  $R_2 = 0,86 R_1$ , sendo  $f_o$  obtido pela equação:

$$f_o = \frac{1}{2R_1 \cdot C}$$

Assim, vamos supor que  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$  e  $R_2 = 8,6 \text{ k}\Omega = 0,86 \cdot R_1$  e calcular o fator logarítmico da equação (I):

$$\begin{aligned} \ln\left(2 \cdot \frac{8,6}{10} + 1\right) &= \\ = \ln 2,72 &= 1,0006319 \approx 1 \end{aligned}$$

Como se vê, ao estipularmos o valor de  $R_2$  como fração de  $R_1$  estaremos considerando o período da frequência  $f_o$  como o dobro da constante de tempo  $R_1 \cdot C$ . Esse procedimento é bastante usado para simplificar a fórmula da determinação da frequência livre de oscilação, conforme se pôde constatar (no artigo anterior) para os outros osciladores. É preciso ter em mente que qualquer fixação de valor de componentes do circuito fatalmente reduzirá as variáveis da equação que determina  $f_o$  para uma forma mais prática, sem alterar os resultados finais.

Outro ponto importante a se considerar em qualquer circuito oscilador com operacional é que a forma de onda da saída é obtida sempre por aproximação sucessiva de retas do tipo  $V_s = A_t + B$ , onde a derivada  $V'_s = A dt$  representa o coeficiente angular da reta em determinado ponto de  $V_s$ . Ora, se a razão de resposta do operacional é o parâmetro limite na variação de saída do mesmo, qualquer ten-

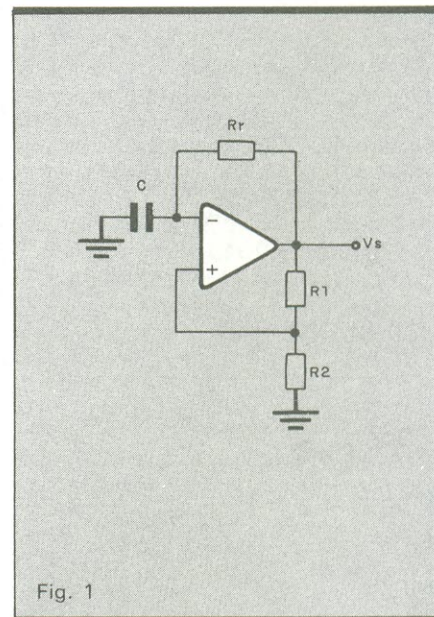


Fig. 1

Circuito gerador de ondas quadradas, com operacional.

tativa de oscilação com  $T/2 < V'_s$  iria comprometer a forma de onda na saída do mesmo.

Fugindo novamente do cálculo, vamos tentar elucidar o que foi dito para aqueles que não possuam essa "ferramenta", limitando-nos ao *slew-rate* (razão de resposta) do amplificador.



Conforme sabemos,

$$RR = \frac{\Delta V_s}{\Delta t}$$

onde:

$\Delta V_s$  = variação da tensão de saída em volts;

$\Delta t$  = variação de tempo para determinado  $\Delta V_s$  (em  $\mu s$ );

RR = razão de resposta.

Assim, tomaremos, por exemplo, o 741C, que apresenta:

$$RR = 0,5 \text{ V}/\mu s \text{ (típico)}$$

e aplicaremos no circuito da figura 2 um sinal do tipo representado pelo gráfico da figura 3. Como se sabe, o operacional irá responder de acordo com o gráfico da figura 4. Observe que o operacional não está agindo como circuito amplificador inversor, mas sim como integrador da função  $V_e = A$ , na qual  $\Delta V_e$ , no intervalo de tempo  $\Delta t \cong 0$  (o correto seria no intervalo  $dt$ ), é igual a 0,5 V. Por isso teremos:

$$\lim_{t \rightarrow 0} \frac{\Delta V_e}{\Delta t} = \infty$$

Portanto, para funcionar como amplificador o operacional teria de ter  $RR \rightarrow \infty$ , o que não ocorre na prática, apresentando uma saída equivalente a:

$$V_s = V_e dt = 0,5 dt \Rightarrow V_s = 0,5 t + B$$

onde:

$$\frac{V_s}{t} = 0,5$$

é a razão de resposta do amplificador 741C.

**Experiência 1 — oscilador de relaxação** — Monte o circuito oscilador da figura 5 adotando os seguintes componentes:  $R_f = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $C = 47 \text{ nF}$ ,  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2' = 8,2 \text{ k}\Omega$  e  $R_2'' = 470 \Omega$ . Inicialmente, vamos calcular a frequência teórica de saída  $f_o(t)$

$$f_o(t) = \frac{1}{2 R_f \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot 10^4 \cdot 47 \cdot 10^{-9}} = 1,063 \text{ kHz.}$$

Alimente o circuito com uma tensão simétrica de 15 Vcc e ligue a saída a um osciloscópio calibrado com  $V_H = 20 \mu s/\text{div}$  e  $AV = 5 \text{ V}/\text{div}$ . Observe a

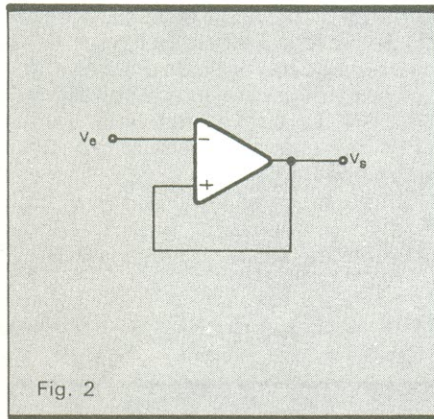


Fig. 2 Amplificador inversor de ganho unitário.

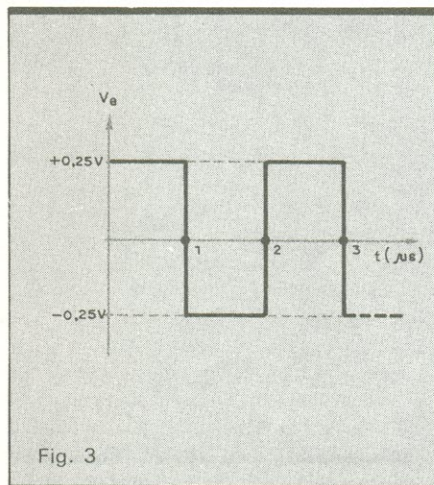


Fig. 3 Sinal na entrada do amplificador de ganho unitário.

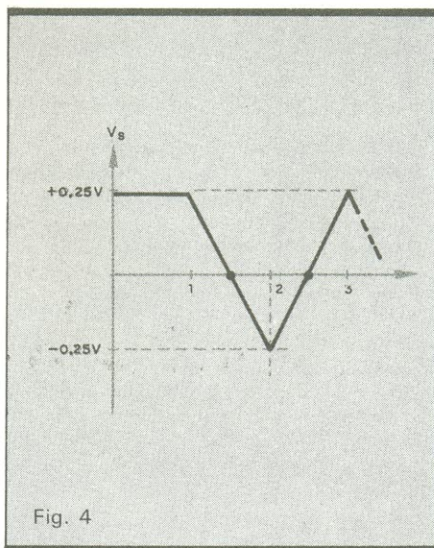


Fig. 4 Resposta do amplificador inversor de ganho unitário.

## LIVROS PETIT

### CONSTRUA SEU COMPUTADOR POR MEIO SALÁRIO-MÍNIMO

Micro de bancada, p/prática de projetos, manutenção, assembler/código de máquina.

CZ\$ 98,00 mais despesas postais.

### ELETRÔNICA DE VIDEOGAMES

Circuitos, Programação e Manutenção. Esquemas do Atari e Odyssey.

CZ\$ 68,00 mais despesas postais.

### MANUTENÇÃO DE MICROCOMPUTADORES

Teoria, Técnica em Instrumentos. Apresentando os microprocessadores Z-80, 6502, 68.000 e guia do TK, CP e APPLE.

CZ\$ 72,00 mais despesas postais.

### ELETRÔNICA DIGITAL — Teoria e Aplicação

CZ\$ 56,00 mais despesas postais.

### ELETRÔNICA BÁSICA - Teoria e Prática

CZ\$ 30,00 mais despesas postais.

### RÁDIO - Teoria e Técnicas de Consertos

Mais FMs, Alta Fidelidade, Steréo, etc.

CZ\$ 40,00 mais despesas postais.

### SILK-SCREEN

P/Eletrônica, camisetas, chaveiros, adesivos, etc.

CZ\$ 30,00 mais despesas postais.

### AUTOMÓVEIS - GUIA DE MANUTENÇÃO

CZ\$ 38,00 mais despesas postais.

### FOTOGRAFIA

CZ\$ 18,00 mais despesas postais ou gratuitamente se o seu pedido for acima de CZ\$ 98,00

- Faça o seu pedido pelo Reembolso Postal.
- Só atenderemos pedidos mínimos de CZ\$ 50,00.
- Pedimos citar o nome desta revista em seu pedido.

PETIT EDITORA LTDA.

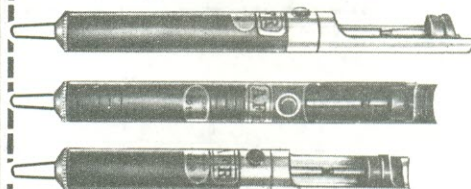
CAIXA POSTAL 8414 - SP - 01000

Av. Brig. Luiz Antonio, 383 - 2.º - 208 - SP

Fone: (011) 36-7597

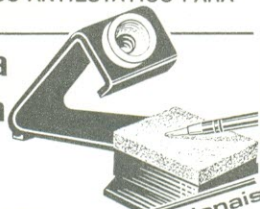


## Sugadores de solda



- QUALIDADE E DESEMPENHO.
- TRÊS MODELOS À SUA ESCOLHA.
- BICOS DE TEFLON INTERCAMBIÁVEIS COM OPÇÃO PARA BICO ANTIESTÁTICO PARA MOS/LSI.

## Suporte para ferro de solda



COM ESPONJA VEGETAL PARA LIMPEZA DAS PONTAS

feito por profissionais para profissionais

**AFR**

Equipamentos e Acessórios Eletrônicos Ltda.  
Rua Camé, 710  
Cep 03121 - São Paulo - SP  
Telefone: (011) 914-5667



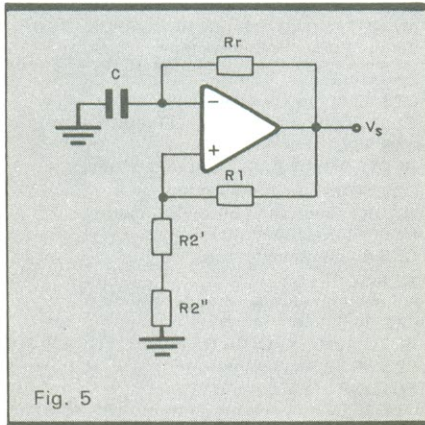


Fig. 5

Circuito do oscilador de relaxação com operacional.

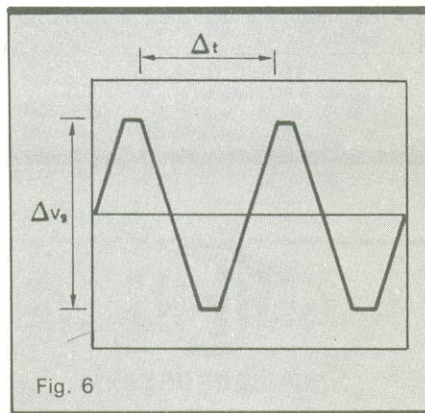


Fig. 6

Forma de onda na saída do oscilador de relaxação.

forma de onda na tela do osciloscópio: ela deverá ter o aspecto da figura 6. Meça o período da forma de onda e verifique se a frequência gerada corresponde a  $f_o(t)$ . Eu obtive uma variação de 1,094 kHz, com desvio em torno de 3% em relação a  $f_o(t)$ .

Então, meça os tempos  $\Delta t$  e  $V_s$ . Eu medi  $\Delta t = 41 \mu s$  e  $\Delta V_s = 26,5 V$ . Agora determine a razão de resposta (RR):

$$RR = \frac{\Delta V_s}{\Delta t} = \frac{26,5}{41} \Rightarrow RR \cong 0,65 V/\mu s$$

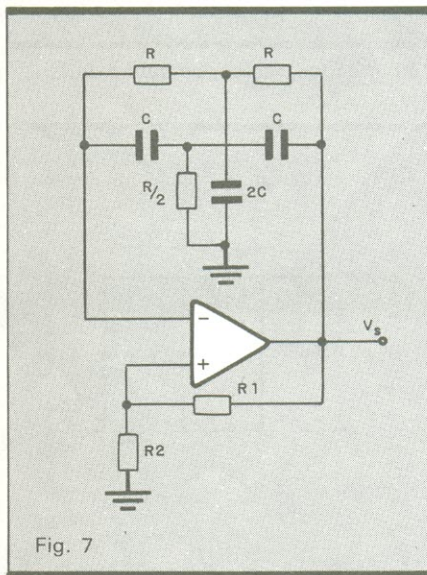


Fig. 7

Circuito básico de um oscilador duplo T.

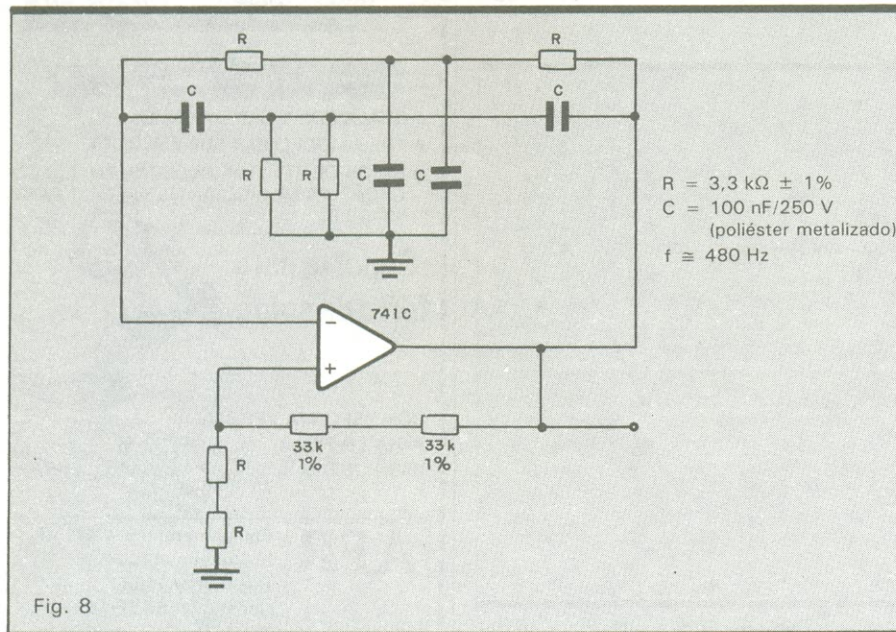


Fig. 8

Circuito prático completo do oscilador duplo T.

Observe que a forma de onda vista no osciloscópio não corresponde a uma onda quadrada, mas sim a uma onda triangular, com os picos achatados.

Agora troque C por uma unidade de 470 nF e torne a avaliar a forma de onda da saída com o osciloscópio calibrado em  $V_H = 20 ms/div$  e  $AV = 5 V/div$ . Você observará na tela uma forma de onda quadrada. O que aconteceu com relação à forma de onda obtida com  $C = 47 nF$  foi que o período T aumentou sensivelmente. Desse modo, o tempo necessário à excursão do sinal de saída passou a ser insignificante em comparação ao tempo estipulado por  $T/2$ .

Chegamos à conclusão de que o CI741C apresenta uma baixa razão de resposta, sendo sua utilização inviável em geradores de onda quadrada. Para essa aplicação, podemos achar o  $f_{lim}$  (limite) de qualquer operacional, desde que tenhamos à mão o parâmetro razão de resposta, utilizando a expressão:

$$f_{lim} = \frac{RR}{40 V_{pp} - 160} \text{ MHz}$$

onde:

$f_{lim}$  = frequência máxima de oscilação para o oscilador de relaxação;

RR = razão de resposta do operacional;

$V_{pp}$  = tensão pico a pico de alimentação.

Isso garante uma boa relação entre o tempo da razão de resposta do operacional e o período do sinal de saída.

## Experiência 2 — oscilador senoidal

— Vamos projetar um oscilador senoidal que forneça um sinal de saída de 500 Hz, a partir do circuito básico da figura 7 (oscilador duplo T). Como já vimos, a frequência pode ser calculada segundo a equação  $f_o = 1/2 \pi \cdot R \cdot C$ . Escolhendo arbitrariamente  $C = 100 nF$ , teremos:

$$R = \frac{1}{500 \cdot 6,28 \cdot 100 \cdot 10^{-9}} \Rightarrow R = 3,18 k\Omega$$

Na prática, pode ser utilizado um resistor de 3,3 kΩ (no caso,  $f_o$  recalculado é próximo de 483 Hz), que está dentro da faixa de tolerância permitida ( $\pm 10\%$ ). Para o lugar de  $2C$  podemos utilizar dois capacitores de 100 nF em série, e para  $R/2$ , duas unidades de 3,3 kΩ em paralelo.



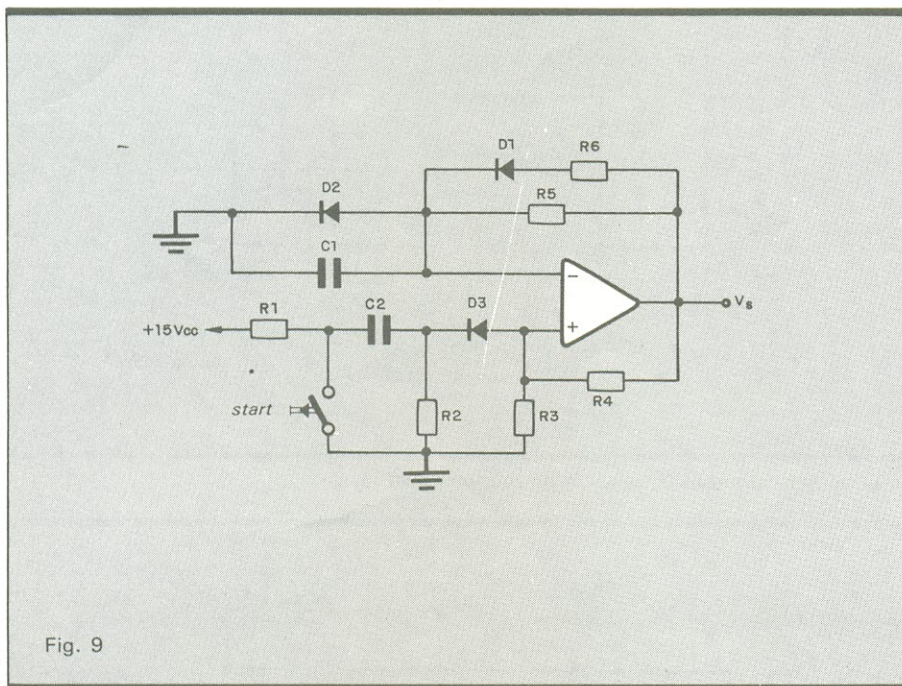


Fig. 9

Circuito básico de um oscilador monoestável com operacional.

Por fim, resta estabelecer os valores de  $R1$  e  $R2$ , sabendo que:

$$R1 = 2 \cdot R \text{ e } R2 = 10 \cdot R1$$

Assim,  $R1 = 6,6 \text{ k}\Omega$  (duas unidades de  $R$  em série) e  $R2 = 66 \text{ k}\Omega$  (duas unidades de  $33 \text{ k}\Omega$  em série). O circuito completo se encontra na figura 8.

**Experiência 3 — oscilador monoestável** — Nosso objetivo, agora, é projetar um oscilador monoestável que forneça, ao ser acionado por um *start* externo, um pulso instável de um segundo de duração, utilizando o circuito básico da figura 9.

Antes de calcular os componentes, vamos explicar a função do diodo  $D1$  e do resistor  $R6$ , inexistentes na configuração do monoestável com operacional, visto no artigo anterior desta série, quando explicamos o funcionamento do circuito. Como se sabe, o estado instável do circuito se baseia na diferença das tensões  $V_A$  e  $V_B$ , na entrada do operacional.

*Existem TRÊS boas razões  
para sua empresa  
veicular em*

**NOVA ELETRONICA**

**1** O profissional qualificado da área de eletrônica é nosso leitor. A NE tem 10.000 assinaturas pagas, além da venda em banca, num total de 42.500 exemplares.

**2** A circulação é nacional, o que garante a visualização do seu anúncio por profissionais de outros estados.

**3** Menor custo por mil, permitindo a sua empresa um melhor aproveitamento de verba e de espaço.





**MAIS QUE  
UMA REVISTA TÉCNICA,  
UMA FONTE INESGOTÁVEL  
DE CONHECIMENTOS**

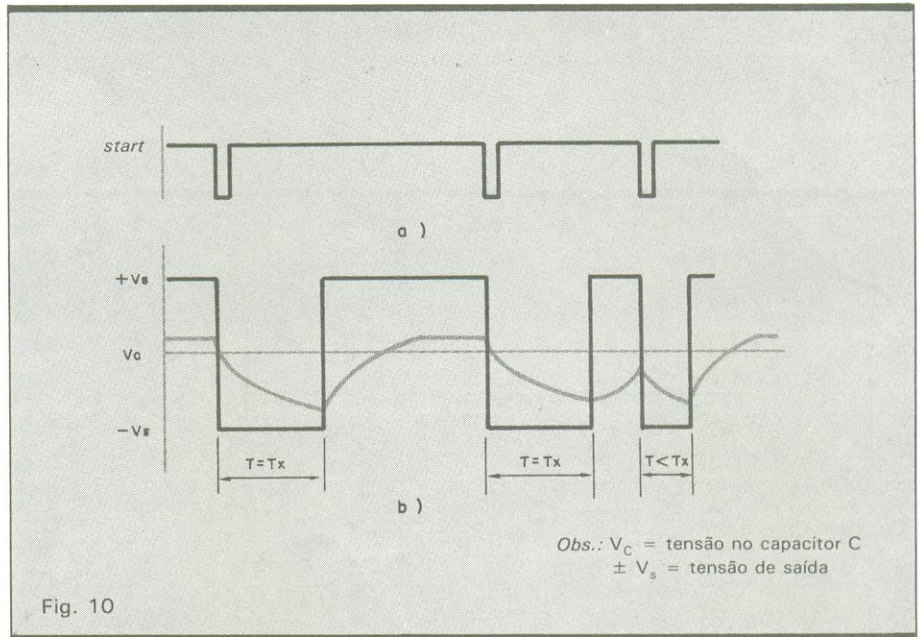
Ao ser aplicado um pulso de *start*, o capacitor C começa a carregar-se com tensão negativa, até atingir o potencial VB, quando o circuito retorna à estabilidade. Entretanto, o capacitor C mantém um potencial que levará algum tempo para descarregar.

Se, antes disso, o *reset* for acionado, teremos um segundo ciclo instável com um período menor, conforme ilustra a figura 10, que considera o período de estabilidade igual a Tx. Note que, no primeiro e no segundo pulso de *start*, os períodos de estabilidade são iguais a Tx, não acontecendo o mesmo no terceiro pulso, que ocorreu na descarga do capacitor C.

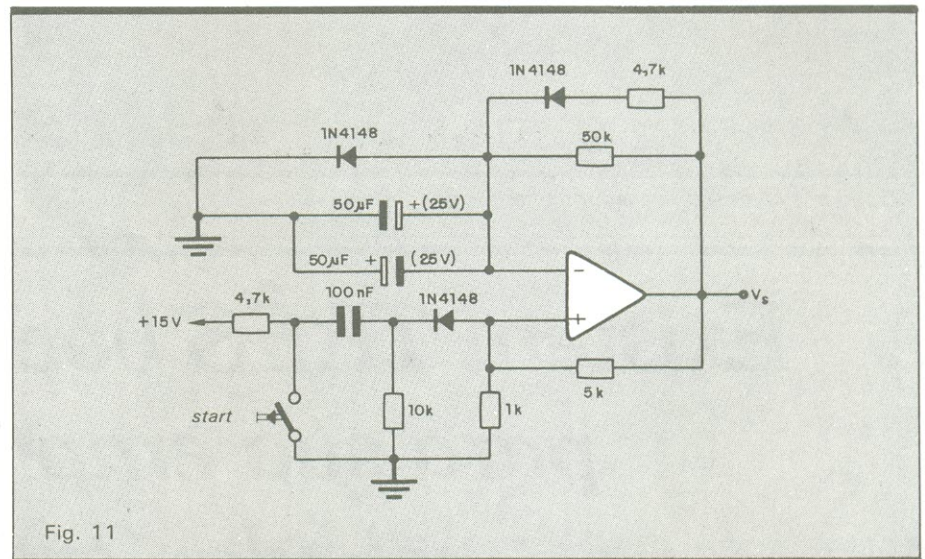
Assim, com a doação de D1 e R6, formamos duas malhas distintas para o ciclo do capacitor C. R5 é responsável pela carga e D1 e R6 pela descarga do capacitor. A vantagem desse procedimento é podermos reduzir o tempo de descarga de C, de maneira que este fique como uma fração do período de carga, evitando, com isso, uma temporização menor que a calculada. Para o cálculo do período de temporização, podemos utilizar a seguinte equação:

$$T = \frac{R5 \cdot C1 \cdot R3}{R4}$$

Observe que é possível reduzir essa



Sinal de acionamento (a) e saída do monoestável (b).



Circuito final do oscilador monoestável.

equação através de uma relação entre R3 e R4. Podemos estipular, por exemplo, R4 = 5 · R3; então, R3/R4 = 1/5 e a equação se reduzirá para:

$$T = \frac{R5 \cdot C1}{5}$$

Atribuindo um valor arbitrário para C1, por exemplo 100 µF, teremos (para o tempo proposto de 1 s):

$$1 = \frac{R5 \cdot 10^{-4}}{5} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow R5 = \frac{5}{10^{-4}} \Rightarrow R5 = 50 \text{ k}\Omega$$

É interessante notar que, ao estipularmos R3/R4 = 1/5, estamos fixando

o potencial negativo do ponto VB, quando o circuito se encontra no modo instável. Assim, podemos estabelecer (em princípio) qualquer ponto de carga de C para o término do ciclo instável.

Por último, cumpre observar que R1 polariza a entrada do circuito, enquanto C2, R2 e D3 derivam o evento de entrada, fazendo o operacional responder ao bordo de descida do sinal de *start*. Por sua vez, D2 fixa a tensão de C em + 0,6 V, durante o período estável, evitando que o circuito entre em oscilação. Os valores usuais desses componentes são: R1 = 4,7 kΩ; R2 = 10 kΩ; D3 = D2 = D1 = 1N4148 (diode de sinal). Na figura 11 temos o circuito completo do projeto, com os valores apontados.



## AUTOMAÇÃO INDUSTRIAL: No rumo da “indústria dedicada”

*A moderna automação industrial  
está revolucionando o modelo de  
fábrica convencional de  
produção em massa e já está se  
implantando no Brasil, com robôs,  
comandos numéricos e processos CAD*

A fábrica de produção em massa, baseada no trabalho de milhares de máquinas e de operários, irá definitivamente para o ferro-velho. Transformadas com a introdução da eletrônica e dos sistemas digitais, as máquinas deverão conquistar um grau de autonomia capaz de surpreender os mais ousados escritores de ficção científica. A massa de operários será substituída por um pequeno número de engenheiros e técnicos altamente qualificados, cuja tarefa vai-se limitar a apertar uns poucos botões e a manipular a linguagem da informática. Dos planos de *marketing* à concepção de projetos e até a sua elaboração final, tudo, enfim, passará ao controle de sistemas inteligentes que, dotados de células acumuladoras de conhecimento, terão a capacidade de tomar decisões e resolver problemas. Além das poucas tarefas do novo modelo de fábrica que está nascendo, restarão aos homens tão-somente funções no setor de serviços. Admitindo mudanças na estrutura produtiva, através de simples modificações de *software*, a nova fábrica atingirá o ápice da flexibilidade. Entraremos na era da “produção dedicada”: os consumidores poderão especificar as características que desejam ver num produto antes de adquiri-lo.

Abstraindo o dramático problema social de realocar em outras atividades a massa de trabalhadores substituída pelas máquinas, o novo modelo industrial ensinará o apogeu da sociedade de consumo. Os sonhos consumistas dos seres humanos poderão ser concretizados em pouquíssimo tempo e a um custo mais baixo, já que as instalações industriais vão registrar níveis altíssimos de produtividade, através da eliminação dos erros e dos tempos ociosos das “velhas máquinas” controladas por homens de carne e osso. Além disso, limitadas a alterações de *software*, as mudanças de linhas de produção custarão muito menos do que hoje, quando fábricas inteiras necessitam ser remodeladas para atender a uma nova exigência do mercado.

O que foi dito até agora é muito mais que um simples exercício de futurologia. Trata-se de uma projeção baseada num trabalho do professor Hermann Roherer, gerente de tecnologia da Mentat, produtora nacional de robôs, apresentado no Simpósio de Robótica da SOBRACON — Sociedade Brasileira de Comando Numérico — no ano passado, em São Paulo. O professor Roherer, por sua vez, apoiou-se numa palestra do alemão ocidental G. Spur, ministrada na abertura do Colóquio Internacional sobre Técnicas de Produção,

realizado em Berlim, no mês de outubro de 1983. Se, na ocasião deste evento, os prognósticos de Spur podem ter dado a impressão de exagero, hoje eles soam como perfeitamente factíveis, mesmo para os executivos brasileiros que, no final do ano passado, assistiram a exposição do professor Roherer, no Simpósio de Robótica. Acontece que a automação de processos industriais, com base na tecnologia digital, expandiu-se velozmente nos últimos três anos e o que era tendência — ou “coisa de japonês” — já está se materializando, para a surpresa dos incredulos, nas grandes corporações industriais dos países desenvolvidos do Ocidente. A automação se desenvolve horizontalmente, mas o principal beneficiário deste avanço tem sido o seu setor de ponta, representado pelos processos CAD/CAM, máquinas de comando numérico, controladores lógicos programáveis e robôs. A elevação dos níveis de produção, através do controle eletrônico dos processos industriais (outro importante campo da automação), satisfaz as exigências dos anos 70, mas foi incapaz de repetir a dose num período marcado pela encarniçada concorrência entre as indústrias americanas e japonesas. Foi exatamente através da aplicação intensiva de processos CAD/CAM e da instalação de células flexíveis de produção com comandos numéricos e robôs que os japoneses conseguiram a façanha de derrubar os americanos da *pole-position* do mercado mundial de automóveis em 1985. Líder incontestável da primeira fase da automação industrial, apoiada em sistemas voltados para uma única linha de produção em escala, a indústria automobilística americana perdeu a corrida da fabricação de robôs e outros equipamentos que constituem os pilares da automação moderna. Como concorrer com indústrias que, antecipando o futuro, já são capazes de modificar rapidamente as suas instalações, para fabricar ora automóveis, ora caminhões, de acordo com a demanda do mercado? E que, produzindo sob encomenda, podem introduzir, mesmo em pequenos lotes, especificações ao gosto do cliente? Enfim, indústrias onde quase tudo já é automatizado — do controle de qualidade aos sistemas de transporte internos — e que, por isso, podem-se dar ao luxo de trabalhar com pequenos estoques, economizando espaço físico e capital de giro.



Os japoneses, ao que parece, venceram a primeira etapa da corrida da automação industrial (fig. 1). E vêm mostrando galhardamente o seu sucesso nas exposições tecnológicas que realizaram no último período, atraindo a atenção de técnicos e executivos de todo o mundo. Numa dessas mostras, no ano passado, em Tsukuba, exibiram, para o desespero de seus rivais, alguns exemplos de sua terceira geração de robôs — flexíveis, precisos e com avançados sistemas de sensoriamento de condições de trabalho.

Mas, considerando a capacidade tecnológica e financeira de seus adversários americanos e europeus, os japoneses não têm assegurada por muito tempo a sua hegemonia. Seja porque o seu crescimento apresente grande dependência em relação ao mercado consumidor americano — cujo acesso pode ser dificultado a qualquer momento por medidas protecionistas —, seja pelo próprio volume dos investimentos dos EUA em pesquisa e desenvolvimento de novas tecnologias (1,5% de seu gigantesco PNB, sem incluir os gastos militares).

A disputa pela supremacia na automação industrial — em particular, da automação da manufatura — se confunde com a luta pelo domínio do mercado mundial de bens industriais. Pois, dentro de alguns anos, já não haverá como imaginar produtos competitivos, sem os ganhos de qualidade e produtividade proporcionados pela aplicação da tecnologia digital (veja box). A consolidação desta tendência tornará obrigatória a entrada na maratona da automação também daqueles países que, mesmo sem pretender disputar posição de liderança, dependem de uma fatia do mercado internacional para fazer funcionar a sua economia. O Brasil, por exemplo.

**Aprendizado difícil** — As novas tecnologias de automação industrial chegaram ao país na década de 70, principalmente através da importação de máquinas de comandos numéricos computadorizados, controladores lógicos programáveis e equipamentos para controle de processos. Apesar do interesse suscitado pelas novas máquinas junto ao grupo de empresas que constitui a vanguarda da indústria nacional — vinculadas aos setores automobilístico, eletroeletrônico, siderúrgico e petroquímico —, o ritmo inicial de sua implantação foi lento. O caso dos comandos numéricos é particularmente ilustrativo desta realidade: num período de oito anos — de 1973 a 1980 — o mercado brasileiro instalou apenas 478 máquinas. Além da lentidão, este processo revelou distorções oriundas da desinformação sobre a aplicação do

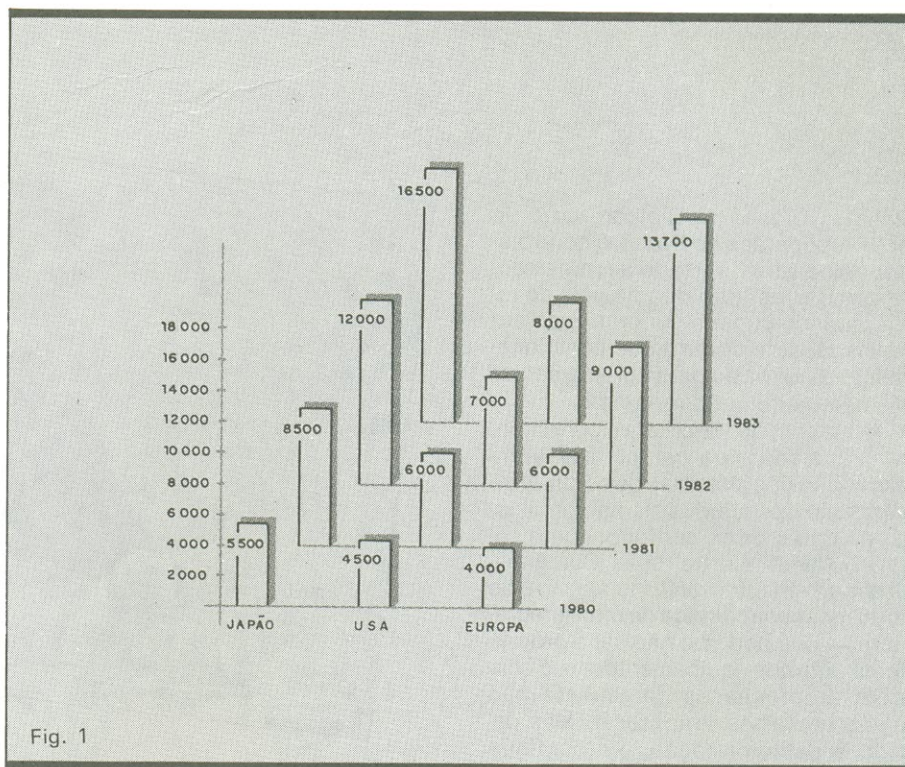


Fig. 1

População mundial de robôs.

comando numérico. Por terem desprezados estudos de viabilidade sobre o modelo ou o porte da máquina mais adequada, muitas empresas usuárias cometeram falhas em suas aquisições, o que originou sérios prejuízos de rendimento e dificuldades de manutenção.

A própria Romi, hoje a maior fabricante nacional de máquinas-ferramentas com comando numérico computadorizado, incorreu neste equívoco, adquirindo para o seu uso nada menos que dezessete modelos importados diferentes. “O erro nos trouxe tantos problemas que acabou sendo benéfico, devido ao *know-how* que adquirimos para solucioná-lo” — comenta Ferdinando La Fortezza, diretor da Divisão de Eletrônica da empresa. Evidentemente, os efeitos positivos mencionados pelo executivo da Romi não podem ser estendidos para a maioria das usuárias de comandos numéricos que cometeram o mesmo erro. Para elas, que não vieram a se tornar fabricantes, como a Romi, a consequência foi um tanto desencorajadora: em vez de uma solução, o comando numérico trouxe-lhes novos problemas. E assim, tomando o caminho mais curto, muitas destas empresas “encostaram” suas máquinas ou passaram a utilizá-las abaixo do que suas potencialidades permitiam.

As dificuldades com o comando numérico — e também com outros equipamentos da automação de manufatura, como os controladores lógicos pro-

gramáveis — continuam até hoje. E não poderão ser superadas através de recursos simplistas, pois a sua origem está na resistência da indústria nacional em assimilar o conceito da automação em sua totalidade. O que implica não apenas a instalação de máquinas, mas também a adoção de medidas paralelas, tais como a interligação com outras máquinas, a automatização do fluxo de peças em estado bruto e acabado, de ferramentas e de materiais auxiliares (dispositivos, fluidos de corte, gabaritos etc.).

De acordo com uma pesquisa realizada pelo Departamento Regional do SENAI de São Paulo, no final de 1984, abrangendo um grupo de dezenove empresas paulistas usuárias de comando numérico, a tendência predominante é ainda a da aplicação isolada. Ou seja, mais da metade das empresas pesquisadas não empregam qualquer outro recurso da microeletrônica em seu processo produtivo, além do próprio comando numérico. As alterações de plantas, de *lay-outs* e da organização da produção também são pouco comuns, já que a maioria das empresas limita sua preparação para o recebimento das máquinas ao treinamento do pessoal que vai operá-las.

A *via crucis* do comando numérico no Brasil tem a sua correspondente — em menor grau, devido ao nível inferior de complexidade — na história da aplicação do controlador lógico programável, outro importante equipamento da automação da manufatura. Segundo



Renato Ottone, da Digicon, uma de suas fabricantes no Brasil, o controlador ainda é muito usado simplesmente como substituto dos painéis de relés, quando poderia ser otimizado em aplicações de controle de posicionamento de eixos ou para complementar elementos de instrumentação.

A imagem da *via crucis* é certamente exagerada para caracterizar a implantação dos sistemas de controle de processos pela indústria nacional. Isso não quer dizer, contudo, que o setor viva num mar de rosas. Comercializado em pacotes, cuja instalação é de total responsabilidade de uma integradora — que pode ou não ser a própria fabricante dos equipamentos —, o controle de processos geralmente não apresenta falhas de aplicação. Mas, devido à desinformação, ele continua afastado dos planos de milhares de pequenos e médios empresários, que o confundem com um recurso exclusivo de grandes complexos industriais. Adelmo Pilger, gerente de automação e controle de processos da Sisco, informa que uma pesquisa realizada pela Secretaria da Indústria, Comércio e Tecnologia do Estado “constatou que o grosso das pequenas e médias empresas paulistas sequer conhece o controle de processos”. No entanto, segundo Pilger, a mesma pesquisa concluiu que para 25% dessas empresas a adoção de sistemas de controle de processos traria vantagens econômicas.

**Perspectivas** — A “falta de jeito” da indústria nacional na absorção de novas tecnologias de automação industrial revela, inegavelmente, a infância do Brasil num setor de grande importância estratégica. Contudo, para a maioria dos executivos, os nossos percalços são naturais, já que vivemos um período de aprendizado de uma tecnologia complexa e revolucionária. “O Japão e os Estados Unidos também enfrentaram problemas iguais aos nossos quando estavam começando” — argumenta Ferdinando La Fortezza, da Romi.

Ao argumento de La Fortezza podemos agregar vários outros que nos permitem vislumbrar perspectivas favoráveis para a automação industrial no Brasil. Um deles é o crescimento ininterrupto do mercado brasileiro nos últimos quatro anos, apesar da recessão econômica. No setor de comando numérico, por exemplo, o consumo de



Renato Ottone, da Digicon.

## Os ganhos de produtividade com a tecnologia linear

*A produtividade das máquinas com tecnologia digital está relacionada com o nível de automação global do processo produtivo. Assim, nas indústrias onde este nível for elevado, a produtividade individual média de cada máquina será igualmente alta. Contrariamente, em aplicações isoladas, o rendimento tenderá a ser menor.*

No Brasil, a situação se aproxima muito mais desta segunda hipótese. Contudo, os ganhos alcançados pelas indústrias nacionais são expressivos, se comparados com os processos que utilizam máquinas convencionais. Segundo Renato Ottone, da Digicon, uma máquina-ferramenta com comando numérico, por exemplo, pode apresentar um desempenho até cinco vezes maior que uma máquina convencional. Mas ele próprio faz um alerta para que este dado não seja tomado em termos absolutos, pois o comando numérico não foi desenvolvido apenas para melhorar a produtividade. Em algumas aplicações, o ganho neste campo pode não ser tão relevante, mas seguramente será compensado com vantagem pela flexibilidade introduzida no processo de fabricação, permitindo modificações consideráveis através de uma

simples mudança de software. A isso deve-se acrescentar a melhoria na qualidade dos produtos e a economia de materiais e de ferramentas.

O caso dos robôs é semelhante ao do comando numérico. Certas máquinas convencionais (eletrônicas, obviamente) são capazes de produzir até mais rapidamente do que um robô. Mas, se houver necessidade de uma mudança da linha de produção, os gastos para adaptação da máquina serão enormes. Com o robô, as modificações vão se limitar à substituição da ferramenta e alterações de software. De qualquer modo, na soldagem a arco — uma de suas aplicações mais comuns — o robô pode fazer o trabalho que antes era feito por cinco operários.

No setor de controle de processos, o fator produtividade também não é o único parâmetro para se aquilatar as vantagens da tecnologia digital e, da mesma forma, os fabricantes são cautelosos em fazer previsões. Admitem, contudo, os ganhos e, em algumas aplicações típicas da área de siderurgia — como por exemplo o controle de fornos elétricos e de reaquecimento —, eles podem chegar até 50%.



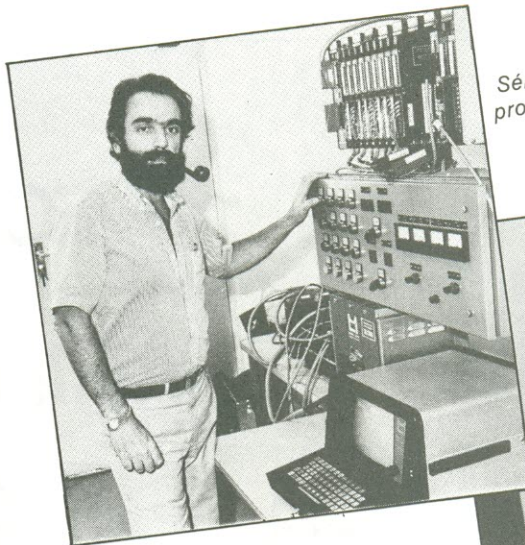
máquinas, que em 82 foi de aproximadamente 150, elevou-se para 180 em 1983, para 306 em 84, e a previsão era de que atingisse 473, somente no ano de 1985, segundo a Sobracon. Este desempenho também se manifestou em outras áreas, inclusive na de controle de processos que, por incrível que pareça, não foi afetada nem mesmo pela retração dos investimentos na área siderúrgica e petroquímica.

Embora não haja dados estatísticos consolidados, os fabricantes e as integradoras de um modo geral confirmam o bom desempenho. Leon Bujaker, gerente de vendas da área de controle de processos da Elebra Telecon, assinala que uma das características do setor é a sua relativa imunidade em relação aos altos e baixos da economia. "Quando há aquecimento econômico, as empresas investem e o campo do controle de processos se amplia. Mas, se existe recessão, o mercado continua, já que as empresas necessitam otimizar a sua produção". O raciocínio de Bujaker poderia não ser válido para as pequenas e médias empresas, geralmente as mais atingidas pela recessão econômica. Mas, para as de grande porte, voltadas para o mercado externo, e que hoje são as principais consumidoras de controle de processos, ele se aplica perfeitamente.

Há um outro motivo para se acreditar no futuro da automação industrial no Brasil: o ritmo acelerado do desenvolvimento do parque industrial de produção de equipamentos e sistemas. Sua instalação começou, na maioria dos casos, em 1981, quando a Secretaria Especial de Informática — a SEI — regulamentou a reserva de mercado para as empresas nacionais. Os fabricantes foram selecionados por cada ramo de produção de equipamentos e lhes foi concedida a autorização para importar tecnologia estrangeira, sob o compromisso de completarem o processo de nacionalização em cinco anos. Este objetivo será facilmente atingido já em 86 pelas quatro fabricantes de comandos numéricos computadorizados credenciadas inicialmente pela SEI: a Romi, a CTL (ex-Centelha), a Maxitex e a Digicon — que, por sinal, já anunciam o desenvolvimento de produtos de fabricação própria.

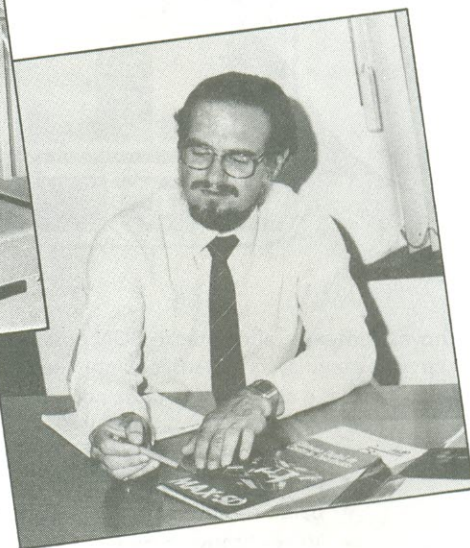
O mesmo dinamismo pode ser verificado com os comandos lógicos programáveis, um setor onde se acotovelam nada menos que vinte fabricantes, a maioria com tecnologia já nacionalizada.

Quanto aos equipamentos e sistemas para o controle de processos, também houve uma verdadeira avalanche de empresas que se engajaram em sua fabricação. Atualmente, há pelo menos quinze envolvidas na produção de mi-



Leon Bujaker, da Elebra Telecon.

Sérgio Mindlin e o controlador lógico programável da Metal Leve.



cros industriais e de processo e catorze na de sistemas digitais de controle distribuído (SDCD). Aqui, ainda é corrente o uso de tecnologia estrangeira (Yokogawa, Hitachi e Leedz, por exemplo), para a fabricação de sistemas com controladores para malha simples e múltipla, mas já existem produtos com tecnologia nacional, em particular sistemas que empregam controladores para malha simples.

Os sistemas CAD (projeto assistido por computador) também atraíram o interesse de diversos fabricantes que, operando com tecnologia própria (os modelos de pequeno porte) ou importada, começaram a servir o mercado brasileiro no primeiro semestre de 86. Já os sistemas CAM (fabricação assistida por computador), por serem mais complexos, ainda não são produzidos no Brasil. Entusiasmo semelhante foi manifestado por quase duas dezenas de empresas que, autorizadas pela SEI, envolveram-se na produção de sistemas de robótica. Também neste caso há uma presença considerável de tecnologia nacional, desenvolvida a partir de associações empresa/universidade, a exemplo da EB Projetos, que se uniu à FDTE (órgão da USP), para construir o seu robô orbital 600. Contudo, a corrida para o lançamento dos primeiros produtos no mercado nacional está sendo ganha pela Villares e pela Mentat (associada à Varga e à Mangels), que, valendo-se de tecnologia importada — Hitachi e Siemens, respectivamente —, já apresentaram os seus primeiros robôs fabricados no Brasil.

Apresentamos a seguir um painel da produção, no Brasil, de equipamentos de automação industrial, com base em entrevistas realizadas durante o mês de

fevereiro com alguns dos mais representativos fabricantes do setor.

**Comando numérico** — A Romi é a maior produtora nacional de comandos numéricos computadorizados. Sua peculiaridade é ser também fabricante de máquinas-ferramentas, o que lhe proporciona um mercado cativo para os seus comandos numéricos. Em 1985, sua produção foi de 145 máquinas. Para este ano, a previsão é atingir aproximadamente 220 unidades. Como até agora aconteceu, todas elas serão instaladas em máquinas-ferramentas produzidas pela própria Romi. Este é o motivo de a empresa ter iniciado um plano de expansão de suas instalações para produzir comandos numéricos, já que terá que honrar a partir de 87 um compromisso com a SEI de fornecer pelo menos 20% de sua produção para terceiros.

A Romi fabrica o comando numérico modelo Mach-3, que utiliza tecnologia americana da Allen-Bradley. Com capacidade para controlar até seis eixos, essa máquina destina-se a aplicações de médio e grande porte. "Este modelo" — explica Ferdinando La Fortezza, diretor da divisão de eletrônica da Romi — "apresenta uma concepção inovadora em nível de projeto, além de incorporar componentes eletrônicos de vanguarda, como os microprocessadores 8086 da Intel, de 16 bits e o coprocessador matemático 8087".

Além disso, possui um circuito de vídeo, que torna possível ao comando numérico produzir gráficos de alta resolução, que permitem, entre outras coisas, a observação da ponta da ferramenta no ato de cortar a peça. Este circuito pode utilizar tanto um vídeo





Ricardo Gonzalez e o novo comando numérico da CTL.

monocromático como um de até 8 cores. O equipamento traz incorporado um controlador lógico programável e é comercializado com todos os seus periféricos — teclados, I/O, vídeos etc. —, além dos *software* básico e aplicativo. Por sinal, o setor de *software* é onde a empresa pretende concentrar os seus esforços no próximo período, convencida de que vão predominar no mercado as máquinas que oferecerem o maior número de aplicações.

O comando numérico da Digicon é o TX-8, com tecnologia Mitsubishi, para controle de até seis eixos. Embora credenciada pela SEI em 81, e já tendo apresentado um modelo piloto na Feira da Mecânica de 1982, a empresa só começou a produzir para comercialização em escala no segundo semestre de 1985. Sua estimativa de produção para 1986 é de aproximadamente 150 máquinas, a maior parte delas dedicada à sua cliente preferencial, a Traubomatic, produtora de máquinas-ferramentas. Embora pretenda manter seu modelo atual, a Digicon está empenhada no desenvolvimento de outro modelo de comando numérico, para aplicação em máquinas menores, como fresas. “Com o objetivo de baixar os custos, vamos procurar combinar a experiência dos comandos numéricos com a dos micros existentes no mercado, acondicionando-os para o uso industrial” — promete Renato Ottone, diretor da empresa.

A CTL Informática apresenta dois modelos de comandos numéricos — o TNC 145 e o TNC 131 —, ambos com capacidade para controlar até três eixos de comando. Empregam tecnologia alemã da Heidenhein, especializada em aplicações de pequeno porte, em fresadoras, mandrilhadoras e furadeiras. Com uma produção média

anual de aproximadamente cinquenta máquinas, a CTL fornece para um conjunto diversificado de fabricantes de máquinas-ferramentas, entre elas, a Traubomatic e a própria Romi.

Desinteressada em especializar-se no fornecimento de máquinas para aplicações de pequeno porte, a CTL prepara o lançamento, ainda neste primeiro semestre, de um novo modelo — o CTL 3001 —, com capacidade para controlar até oito eixos. Trata-se de uma máquina muito versátil, com um vídeo de alta resolução, que pode comandar, através de *software*, tornos, fresas e uma série de máquinas-ferramentas que trabalham simultaneamente com vários eixos. “Apesar de termos feito uma consultoria no exterior, o 3001 será inteiramente nacional, com tecnologia desenvolvida pela própria CTL, tanto na parte de *hardware* como de *software*” — assinala Ricardo Gonzalez, gerente de vendas da empresa.

**Controladores lógicos programáveis** — A Metal Leve fabrica três versões de uma mesma família de controladores lógicos programáveis, utilizando tecnologia Allen-Bradley: o modelo 2/15, com 128 pontos de entrada e saída e memória de 2 k; o 2/20, com 512 pontos e memória de até 8 k; e o 2/30, com 896 pontos de entrada e saída e memória de até 16 k. Os três equipamentos adotam linguagem de relés, possuem estrutura modular, para facilitar eventuais expansões, e são monitorados em tempo real. As duas versões de maior porte foram projetadas de modo a facilitar a conexão em rede com computadores e outros CLPs, formando uma *data highway* (Rede Integrada de Comunicação). Através desta rede, é possível realizar a interliga-

ção de 64 estações (computadores ou CLPs) entre si, a uma distância de até 3 000 m. “Sentimos que uma das tendências do mercado brasileiro de controladores é para a aquisição de redes completas. Daí nos preocuparmos em fornecer equipamentos com estrutura de entrada e saída compatível para a interligação com outras máquinas” — explica Sérgio Mindlin, diretor superintendente da empresa.

A Digicon oferece ao mercado dois modelos básicos de controladores — o CP/DIG-80, com 512 pontos de entrada ou saída, e o D-20, com 40. Ambos foram desenvolvidos com tecnologia própria, utilizam em sua programação a linguagem dos relés e são monitorados em tempo real. No caso do CP/DIG-80, que dispõe de uma memória EPROM para até 4 mil instruções, a interligação em rede com computadores pode ser feita por intermédio de uma interface RS 232C. Para este controlador, a Digicon oferece três periféricos fundamentais: uma maleta de programação, que permite a manutenção e a monitoração do equipamento; um programador monitor, equipado com vídeo e gravador de EPROM; e uma unidade de teste.

O D-20, denominado microcontrolador, foi lançado pela Digicon especialmente para substituir painéis de relés (de 5 a 70 unidades). Pesa apenas 1,5 kg e pode ser programado facilmente, a partir do seu próprio caderno de instruções. Utiliza memória RAM para 320 passos de programação e um terminal para monitoração em tempo real.

**Robótica** — A Villares acaba de iniciar a comercialização de seu primeiro robô — o RV6060 — um modelo articulado com graus de liberdade para seis eixos e acionamento rotativo servo CC. Sua tecnologia corresponde exatamente à de um modelo lançado pela Hitachi no ano passado, no Japão, para aplicações de solda a arco e montagem. Sua capacidade de carga é de 6 kg a 200 mm do centro do eixo do punho; a 1 m/s. Quanto ao seu sistema de comando, o robô da Villares utiliza o método de aprendizagem *teaching playback*, controle de percurso contínuo por ensino de pontos e memória do tipo bolha magnética com capacidade de no máximo mil passos de programa (controle de posição e das condições de trabalho) e 2 mil passos de trabalho. Na operação manual, emprega sistemas de coordenadas cartesianas, cilíndricas ou articuladas. Possui ainda um sistema de sensoramento para avaliar alterações no trabalho e orientar modificações de *software*. Opcionalmente, o robô pode funcionar em um sistema integrado de automação de manufatura, por meio de interfaces



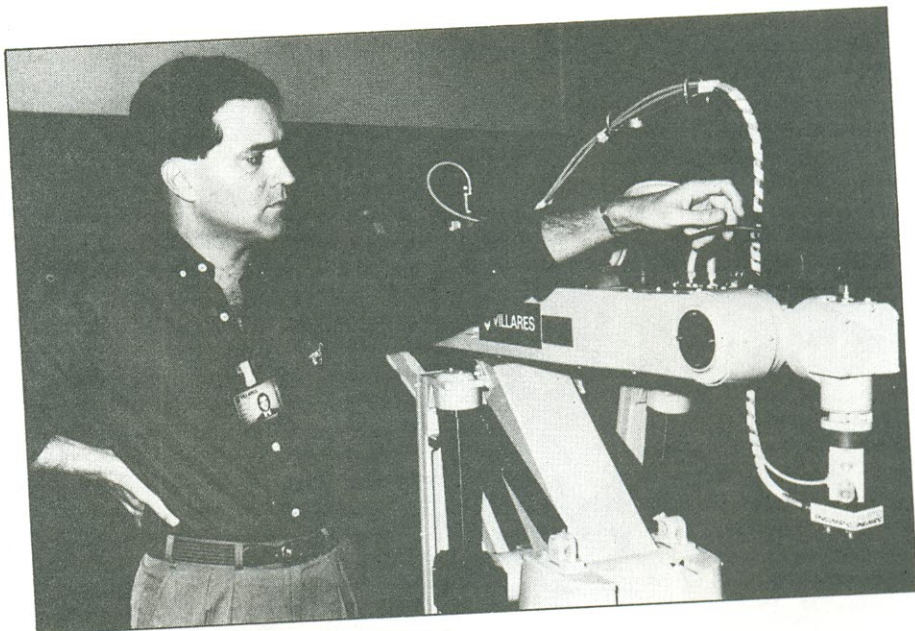
que, ligadas a saídas de sua unidade de controle, permitirão a “conversa” com outras máquinas semelhantes ou com computadores e outras redes locais.

Segundo José Maria Monteiro Ribeiro, gerente de *marketing* e vendas da divisão de eletrônica digital da Villares, “a empresa estabeleceu uma estratégia para a comercialização de seu robô vinculada a um conceito geral de automação de manufatura, e que não se esgota na simples aquisição de um robô. Nosso objetivo é vender um sistema completo de automação que pode implicar transformações na forma de produzir e até mesmo a instalação de outros equipamentos. Queremos vender uma solução e não apenas um robô” — ele reforça.

O robô da Mentat — empresa constituída pela Varga e pela Maxitec — é outro que já estreou no mercado brasileiro. Desenvolvido com base em tecnologia da Siemens alemã, o R3 é um robô articulado, com capacidade para até 15 kg de carga, velocidade de 2,5 m/s (nos deslocamentos verticais é mais rápido que os robôs lineares) e uma repetibilidade de 0,1 mm. Destina-se a um conjunto de aplicações, entre elas, carregamento de máquinas-ferramentas, montagem, solda a arco, polimento, rebarbagem e manipulação. Projetado como uma célula flexível de manufatura, o R3 também oferece possibilidades de interligação com equipamentos periféricos, como controladores lógicos programáveis, micros industriais, esteiras transportadoras, mesas indexadas etc.

Na opinião do professor Hermann Rohrer, gerente de tecnologia da Mentat, além das vantagens operacionais, o R3 apresenta uma característica estrutural importante: os seus motores estão instalados no próprio manipulador e não fora dele, como acontece com a maioria dos robôs existentes. “Isto é possível graças à tecnologia que utilizam e que os protege do desgaste, sem a necessidade de usar escovas, permitindo sua construção em tamanho reduzido” — explica o professor Rohrer.

**Controle de processos** — A atuação da Eletrocontroles Villares no setor de controle de processos envolve a aplicação de micros industriais de 8 (MOD-85) e 16 bits (MOD-86), do micro de processos VDC-905, de 16 bits, do controlador lógico programável Vilogic-500, com 112 entradas e 88 saídas, e um sistema serial de comunicação de dados (STU). Os micros da família MOD e o controlador programável foram desenvolvidos com tecnologia da própria Villares, enquanto o micro de processos e o STU empregam tecnologia Hitachi.



José Maria Monteiro e o robô da Villares.

Considerando-se hoje muito mais uma integradora do que uma fabricante de equipamentos, a Eletrocontroles fornece também periféricos para o controle de processos, como remotas inteligentes para monitoração e controle e uma via de comunicação com protocolo apropriado para o controle de processos. Além disso, a empresa dispõe-se a adquirir de terceiros equipamentos que ela não produza e que possam ser exigidos numa determinada aplicação. No setor de *software*, a Eletrocontroles oferece aplicativos para vários setores industriais: siderurgia, metalurgia, petroquímica, energia elétrica e naval.

Segundo Simão Capeliovitch, gerente do setor de automação da empresa, há também por parte da Eletrocontroles a preocupação de acompanhar a tendência atual do mercado representado pelos grandes complexos industriais — siderúrgicos, em especial — que estão ampliando o grau de integração de seus sistemas. Como exemplo, ele cita o que está sendo implantado na Cosigua (Siderúrgica da Guanabara) para a ampliação e reforma de seu laminador de barras e perfis. “Entre outros equipamentos de menor importância, estamos instalando na Cosigua nada menos que doze micros industriais (quatro deles fabricados pela Itautec), quatro controladores lógicos programáveis, duas unidades de disco e duas impressoras” — informa Capeliovitch.

Desde o seu surgimento, em 1978, a Sisco vem atuando no setor de controle de processos. Mas a sua estréia no setor industrial deu-se em 1981, com a instalação de uma central de supervisão e controle da produção de vidro plano pelo processo *flood*, na Companhia Brasileira de Cristal, em Jacareí,

SP. Este sistema já se apoiava na unidade de supervisão e controle MIC 1000 — um equipamento para processamento distribuído, com estrutura modular e memória de 16 kB (RAM + EPROM), que constitui a ponta de lança da ação da empresa no mercado. Além do MIC 1000, os sistemas fornecidos pela Sisco incluem uma série de micros industriais de fabricação própria, que cobrem desde a faixa de 8 bits até a de médio porte, com o minicomputador Sistema 10000, com 512 kB de memória principal.

A Elebra Telecon opera na área de controle de processos com duas famílias básicas de equipamentos — a dos micros MAP, destinados a sistemas de supervisão e controle, e a MAX-SD, um sistema digital de controle distribuído, para aplicações industriais típicas. O micro MAP possui estrutura modular, para facilitar adaptações de acordo com a necessidade da aplicação e vem acompanhado de protocolos para “conversar” com a Central MAP, responsável pela interface homem/máquina.

O SDCD da Elebra — MAX-SD — é composto basicamente de três subsistemas: interface com o processo (unidade autônoma), encarregada do controle de malha fechada e da coleta de dados; interface homem/máquina, que gera as telas para a informação do operador sobre o estado do processo; e a via de comunicação de dados, responsável pela transação da informação entre o subsistema interligado ao processo e a interface homem/máquina. “Com essas duas famílias de equipamentos, cobrimos um setor considerável do mercado das indústrias de transformação e ainda do setor de energia elétrica e telecomunicações” — afirma Leon Bujaker, da Elebra.

NE



### Selecionando a ponta de prova

Em grande parte das aplicações, deve-se dar preferência às pontas de prova fornecidas juntamente com o aparelho, que normalmente são do tipo atenuador. E para se ter certeza de que elas irão reproduzir fielmente os sinais, a compensação das mesmas deve ser ajustável.

Por outro lado, caso seja utilizada uma ponta que não pertença ao jogo do osciloscópio, ela deve ser selecionada com base na tensão a ser medida. Assim, digamos que é preciso observar um sinal de 50 V e que a maior sensibilidade vertical disponível é de 5 V — o que significa que o sinal iria ocupar 10 divisões da tela. É a situação típica em que se torna necessária uma atenuação; uma ponta 10X é a mais adequada para o caso, reduzindo o sinal a proporções razoáveis.

Um bom casamento de impedâncias também é importante, a fim de evitar reflexões indesejáveis do sinal medido no cabo da ponta de prova. Assim, combinações de ponta e cabo projetadas para entradas de 1 M $\Omega$  são feitas de modo a suprimir tais reflexões. Para osciloscópios de 50  $\Omega$ , porém, devem-se utilizar sondas de 50  $\Omega$ . Além disso, o casamento também é necessário quando os cabos coaxiais substituem as pontas de prova. E, no caso de ser utilizado um cabo de 50  $\Omega$  com um osciloscópio de 1 M $\Omega$ , torna-se indispensável acoplar um adaptador de 50  $\Omega$  à entrada do aparelho.

São importantes, ainda, a robustez e flexibilidade da ponta e a extensão de seu cabo (convém lembrar, no entanto, que quanto mais longo o cabo, tanto maior será a capacitância presente na extremidade da ponta de prova). Devem-se verificar também as especi-

ficações da ponta, para saber se a largura de faixa é adequada, e conferir a disponibilidade dos adaptadores necessários. Muitas das pontas modernas vêm com adaptadores e extremidades intercambiáveis, servindo às mais variadas aplicações. Os ganchos retráteis, por exemplo, permitem acoplar à ponta a maior parte dos componentes. Outros tipos de adaptador possibilitam a conexão com tomadas coaxiais ou pinos quadrados. Garras jacaré para fazer contato com terminais de grande diâmetro são outra possibilidade.

Mas, pelas razões já mencionadas (banda, casamento e influência), a melhor forma de assegurar que o sistema ponta/osciloscópio terá a menor influência possível sobre as medições é empregar a sonda recomendada para o aparelho em uso. E certificar-se de que a ponta de prova esteja sempre compensada.

## PARTE II

## Medindo com o osciloscópio

Os primeiros cinco capítulos descreveram a forma de selecionar as funções corretas do osciloscópio para as medições que desejamos realizar. A partir de agora, esses conhecimentos poderão ser colocados em prática, começando pelos formatos e características das formas de onda, no 6º capítulo. Prosseguindo, o capítulo 7 discorre sobre as medidas de segurança que devem ser

respeitadas sempre que se trabalha com equipamento elétrico.

O primeiro passo para assegurar medições precisas consiste em certificar-se de que o osciloscópio está corretamente ajustado para cada caso; é o tema do 8º capítulo.

Já o 9º capítulo discute sobre as técnicas de medição, começando pelas mais básicas, de tempo e amplitude, e

encerrando com as medições de varredura com retardo.

O último capítulo deste manual fala sobre o desempenho do osciloscópio e como ele afeta as medidas. Para garantir uma melhor sedimentação do aprendizado, o curso fecha com uma bateria de exercícios de auto-avaliação, que garantem a consulta a todos os assuntos abordados.



# 6.º capítulo

## Formas de onda

A definição mais sucinta de *onda* é “um distúrbio que percorre um meio”, enquanto *forma de onda* pode ser resumida como “representação gráfica de uma onda”.

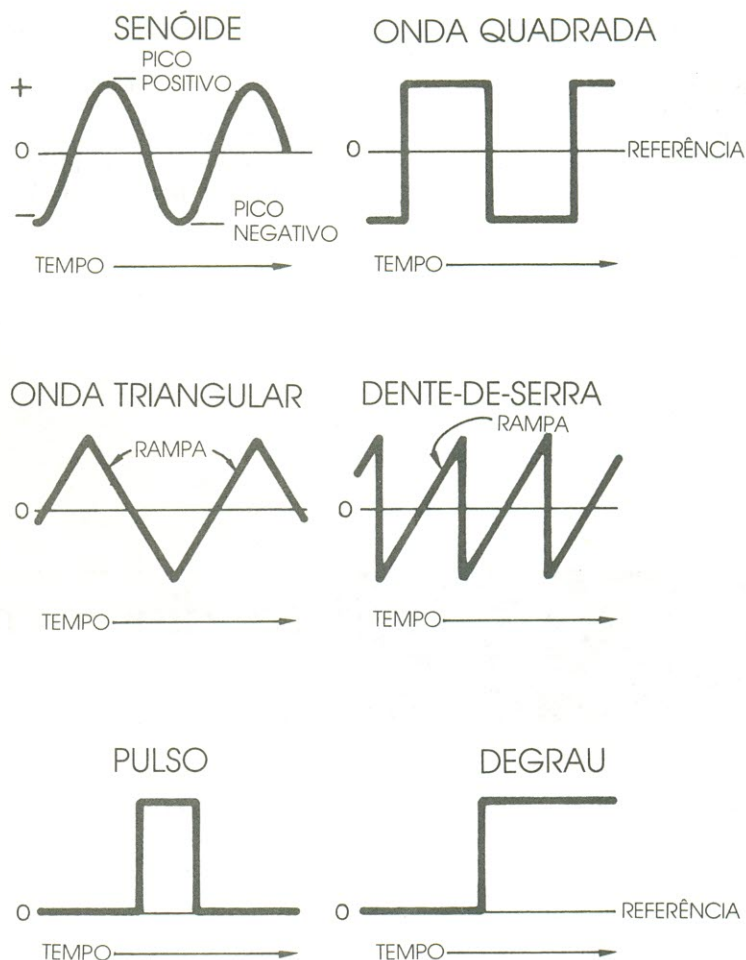
Como a onda propriamente dita, a forma de onda depende basicamente de dois fatores: deslocamento e tempo. Assim como a superfície encrespada de um lago tem origem no movimento da

água com o tempo, a forma de onda na tela do osciloscópio é o resultado do deslocamento de um feixe de elétrons no tempo.

As variações da forma de onda com o tempo dão origem ao perfil de onda, sua característica mais marcante e facilmente identificável. A figura 16 ilustra alguns dos perfis de onda mais comuns.

Figura 16

Os perfis de onda básicos incluem as **senóides** e vários sinais não senoidais, como as ondas **triangular**, **quadrada** e **dente-de-serra**. A onda quadrada possui apenas dois estados de tensão, com o tempo igualmente dividido entre eles. As ondas triangular e dente-de-serra são, em geral, o resultado de circuitos projetados para o controle da tensão em relação ao tempo, tais como as varreduras do osciloscópio e de alguns estágios de TV. Nessas formas de onda, uma ou ambas as transições entre estados são feitas com uma variação estável, a um ritmo constante, formando as **rampas** (as mudanças entre estados, exceto no caso da senóide, são chamadas de **transições**). Os dois últimos desenhos representam formas de onda aperiódicas, compostas por um único evento. A primeira delas é um pulso, que se caracteriza por uma subida, uma duração finita e uma queda. A segunda é um **degrau**, caracterizada por uma única transição.



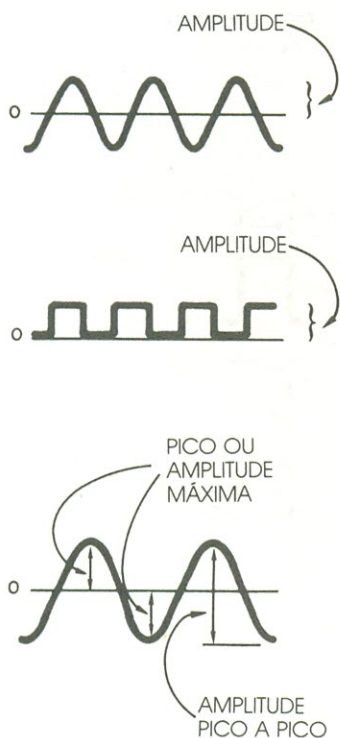


O perfil de onda informa, de imediato, muita coisa sobre o sinal. Assim, sabe-se que qualquer variação nas dimensões verticais do sinal representa, por exemplo, uma mudança no valor da tensão. Por outro lado, linhas retas horizontais querem dizer ausência de variações no período de tempo consi-

derado. Retas em diagonal significam uma variação linear da grandeza, uma elevação (ou queda) constante com o tempo. Ângulos abruptos, em formas de onda, representam uma variação brusca do sinal.

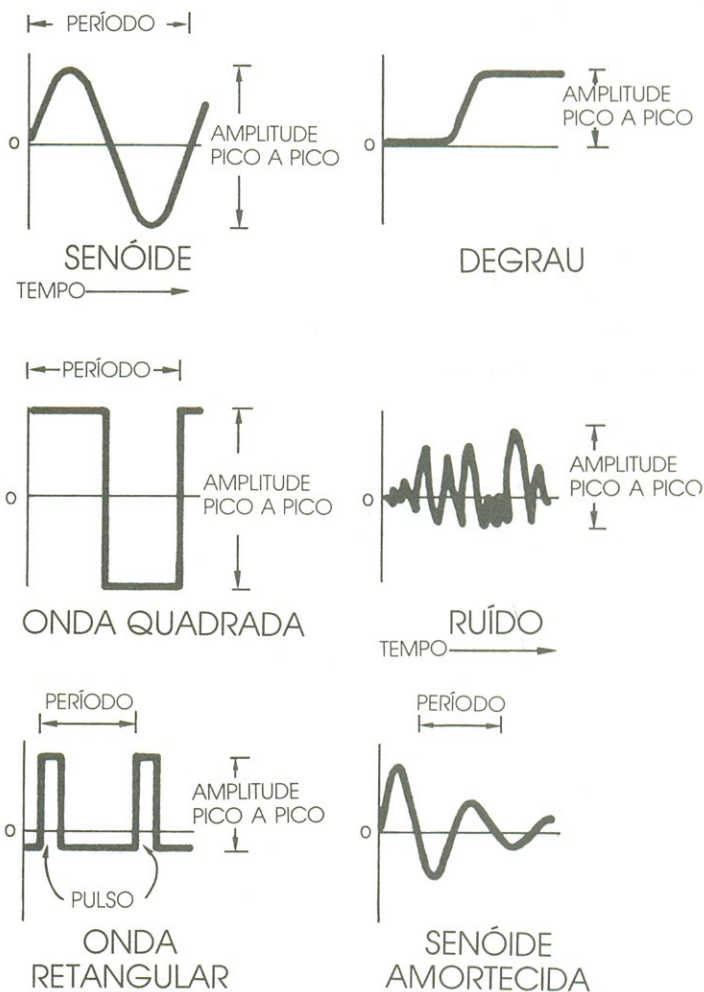
Mas os perfis de onda, sozinhos, não dizem tudo o que se deseja saber de um

sinal. Quando se quer “descrevê-lo” completamente, é preciso conhecer também os seus parâmetros. Dependendo do sinal, esses parâmetros podem ser amplitude, período, frequência, largura de pulso, tempo de subida ou fase. Podem-se observar todos eles nas figuras 17 a 22.



**Figura 17**

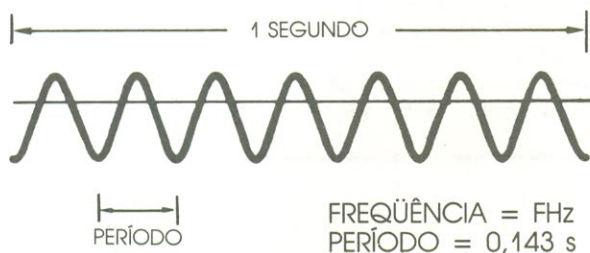
A amplitude é uma característica de todas as formas de onda. Pode ser definida como o nível de deslocamento a partir do equilíbrio, em um determinado momento. Convém observar que esse termo significa, geralmente, a variação máxima com relação a uma referência, independentemente do sentido dessa variação. Nos dois primeiros exemplos superiores (senóide e onda quadrada), a amplitude é a mesma em ambos os casos — embora na senóide exista também a amplitude pico a pico. No terceiro exemplo uma forma de onda alternada foi representada com sua amplitude de pico (ou máxima) e pico a pico. Nas medições com o osciloscópio, a amplitude considerada é a pico a pico, em geral.



**Figura 18**

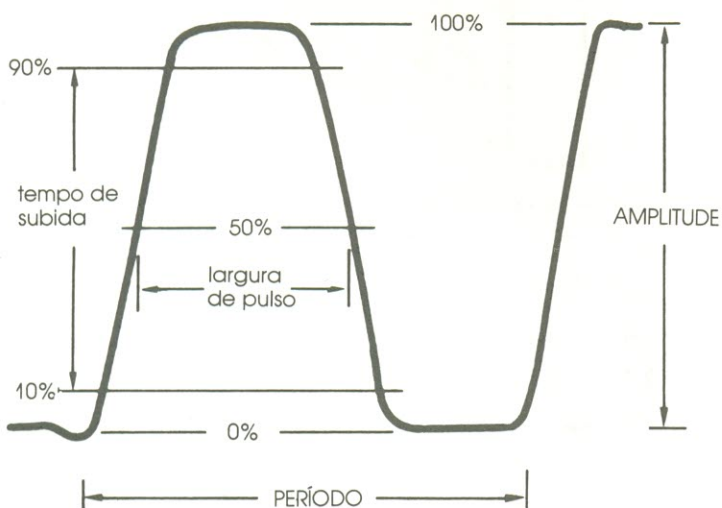
Período é o tempo tomado por um ciclo do sinal, caso este seja repetitivo. Determina se o sinal possui uma forma simétrica, como a senóide e a onda quadrada aqui representadas, ou então mais complexa e assimétrica, a exemplo da onda retangular e da senóide amortecida. O período é sempre expresso em unidades de tempo. Obviamente, os sinais de um só evento, como o degrau e o ruído, sem relação com o tempo, não possuem período.





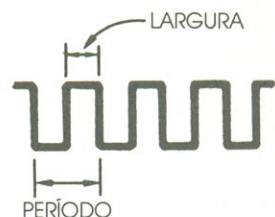
**Figura 19**

Se um sinal é periódico, deve ter uma frequência — definida como o número de vezes que um sinal é repetido em um segundo. A frequência é medida em hertz: 1 Hz = 1 ciclo/segundo. Período e frequência são recíprocos, ou seja  $1/\text{período} = \text{frequência}$  e  $1/\text{frequência} = \text{período}$ . Assim, por exemplo, um sinal de 7 Hz exibe um período de 0,143 s, pois  $1/7 \text{ Hz} = 0,143$  e  $1/0,143 \text{ s} = 7 \text{ Hz}$ .



**Figura 20**

Os parâmetros do pulso podem ser importantes em uma infinidade de casos, quase sempre em circuitos digitais. As especificações de um pulso incluem os tempos de transição, medidos na borda ascendente; é o chamado *tempo de subida*. Da mesma forma, o *tempo de descida* é o período de transição medido na borda descendente do pulso. A *largura do pulso* costuma ser medida a 50% da amplitude total; esta, por sua vez, é mensurada entre 0 e 100%.



ciclo de trabalho = 50%  
largura/período X 100 = N%

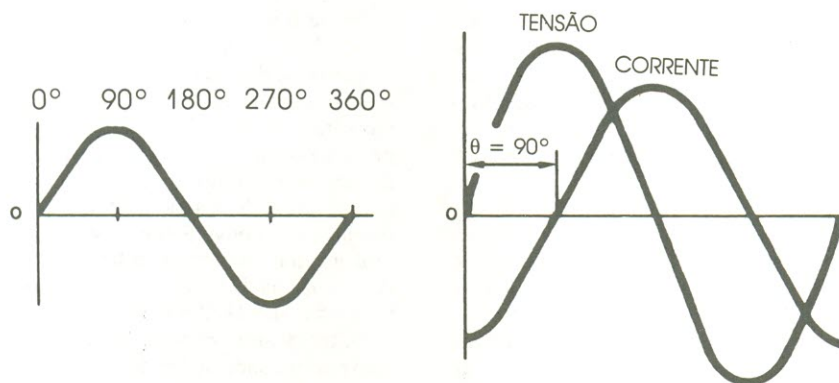


fator de trabalho = 0,3  
ciclo de trabalho = 30%  
taxa de repetição = 1/segundo

**Figura 21**

Ciclo de trabalho, fator de trabalho e taxa de repetição são parâmetros comuns a todas as ondas retangulares e são de grande importância em circuitos digitais. *Ciclo de trabalho* é a razão entre largura de pulso e período, expressa em porcentagem. Nas ondas quadradas, ele é sempre de 50%, como se pode ver; no caso da onda pulsada, porém, é de 30%. *Fator de trabalho* é igual ao ciclo de trabalho, exceto pelo fato de ser representado em decimais e não em porcentagem. A *taxa de repetição* descreve a constância com que ocorre um trem de pulsos; substitui a frequência em formas de onda semelhantes à do segundo desenho.





**Figura 22**

O conceito de fase pode ser mais bem explicado através de uma senóide. Lembre-se de que essa forma de onda é baseada no seno de todos os ângulos entre 0 e 360°, resultando em uma curva que varia de 0 em 0°, 1 em 90°, novamente 0 em 180°, -1 em 270° e mais uma vez 0 em 360°. Dessa forma, é conveniente referir-se ao *ângulo de fase* (ou simplesmente *fase*, quando não houver perigo de ambigüidade) de uma senóide quando se deseja informar quanto de um período já transcorreu.

Uma outra utilização da fase torna-se patente quando queremos determinar a relação entre dois sinais. Imagine, a título de exemplo, dois relógios com o ponteiro dos segundos percorrendo o mostrador a cada 60 s. Se os dois ponteiros alcançarem o ponto "12" ao mesmo tempo, eles estão *em fase*; caso contrário, estarão *fora de fase* ou *defasados*. Para exprimir a magnitude dessa *defasagem*, empregam-se graus como unidade.

Para ilustrar a explanação, diz-se que a forma de onda de corrente, no desenho ao lado, está 90° defasada em relação à tensão. Outras formas de dizer a mesma coisa: "a corrente apresenta um ângulo de fase de 90° em relação à tensão" ou "a corrente está 90° atrasada em relação à tensão". Observe que sempre há referências a uma outra forma de onda — no caso, entre a tensão e a corrente presentes num indutor.

## 7º capítulo

## Segurança

Antes de fazer qualquer medição com o osciloscópio, é preciso lembrar de ter o devido cuidado ao se trabalhar com aparelhos elétricos. É importante obedecer **sempre** às medidas de segurança recomendadas pelo manual de operação ou manutenção do equipamento com o qual se trabalha.

Nunca é demais repetir aqui algumas regras gerais sobre a manutenção de aparelhos elétricos. Não se deve jamais reparar sozinho nenhum dispositivo elétrico. É preciso conhecer os símbolos que indicam áreas perigosas do circuito e respeitar as normas de segurança do equipamento. Nunca um aparelho

elétrico deve ser ligado em ambientes de atmosfera explosiva. Além disso, deve-se aterrar o osciloscópio ao circuito e ambos devem estar sempre aterrados. Convém lembrar, nesse caso, que se o terra não for previsto, todas as partes condutoras aparentes — incluindo botões de controle que parecem estar isolados — poderão ser fonte de choques indesejáveis. Para evitar danos pessoais, é conveniente não tocar em conectores e componentes expostos do circuito sob teste, quando este estiver ligado. Por fim, o manual de manutenção do equipamento em teste é o melhor guia de procedimento.

Existem também certas regras de manuseio do osciloscópio: para evitar choques, o cordão de força do instrumento deve ser ligado a uma tomada em boas condições, antes que as pontas de provas sejam acopladas. Deve-se utilizar apenas o cordão de força do próprio aparelho e sempre em bom estado. Os painéis e tampas do aparelho jamais devem ser removidos e é importante que o fusível seja o de valor correto.



Para realizar medidas acuradas com o osciloscópio, é preciso que todo o sistema esteja corretamente ajustado. Vejamos algumas regras básicas.

### Compensando a ponta de prova

Muitas medições exigem a utilização de **pontas de prova atenuadoras**, nome genérico das sondas que reduzem tensão. As mais comuns são passivas, do tipo 10X ("dez vezes"), que reduzem na proporção 10:1 a amplitude do sinal e o carregamento do circuito.

Porém, antes de realizar qualquer medição com a ponta de prova atenuadora, é necessário certificar-se de que está compensada. A figura 23 ilustra o que pode ocorrer às formas de onda, na tela do aparelho, quando a sonda não está adequadamente compensada.

Naturalmente, a ponta de prova deve ser compensada reproduzindo-se as condições da medida a ser feita. Além disso, a compensação envolve, obrigatoriamente, a extremidade que está sendo usada (garra, gancho etc.) e um canal vertical específico (jamais se deve compensá-la em um canal para usá-la em outro).

### Verificando os controles

Esquecer de compensar a ponta de prova é o erro mais comum quando se utiliza o osciloscópio. Mas a segunda fonte de imprecisões, também bastante freqüente, está em deixar de checar os controles, para assegurar-se de que correspondem às posições desejadas. Eis alguns pontos básicos a verificar, antes de cada medição, nos aparelhos Tektronix da série 2200 (reunidos de acordo com os blocos funcionais do osciloscópio):

- Observar todos os controles do circuito vertical: os comandos variáveis, como o de VOLTS/DIV dos dois canais, devem estar em suas posições de calibração; certificar-se de que CH2 não está invertido, exceto quando desejado; verificar as chaves de controle vertical, para assegurar-se de que poderá observar os sinais do canal correto; checar as posições das chaves VOLTS/DIV (e não esquecer de usar a escala adequada à ponta de prova em uso — 1X ou 10X); verificar, enfim, a posição das alavancas que determinam o tipo de acoplamento de entrada.

- Observar também o painel do circuito vertical: se a ampliação está desativada (basta pressionar o botão VAR, no centro da chave SEC/DIV) e se a parte variável dessa chave está em sua posição calibrada. Certificar-se, ainda, de que a chave de modalidade horizontal está onde se deseja: NO DLY, sempre que as medidas não envolverem varredura com retardo, INTENS, para medições com zonas intensificadas, ou DLY'D, no caso de retardo na varredura (A, ALT ou B no modelo 2215).

- É a vez dos controles de disparo: é preciso verificá-los para ter certeza de que o instrumento vai disparar na borda correta do sinal, o acoplamento é adequado e a modalidade de operação foi corretamente escolhida. Para estar tudo perfeito só falta o controle de retenção variável do disparo encontrarse em sua posição mínima.

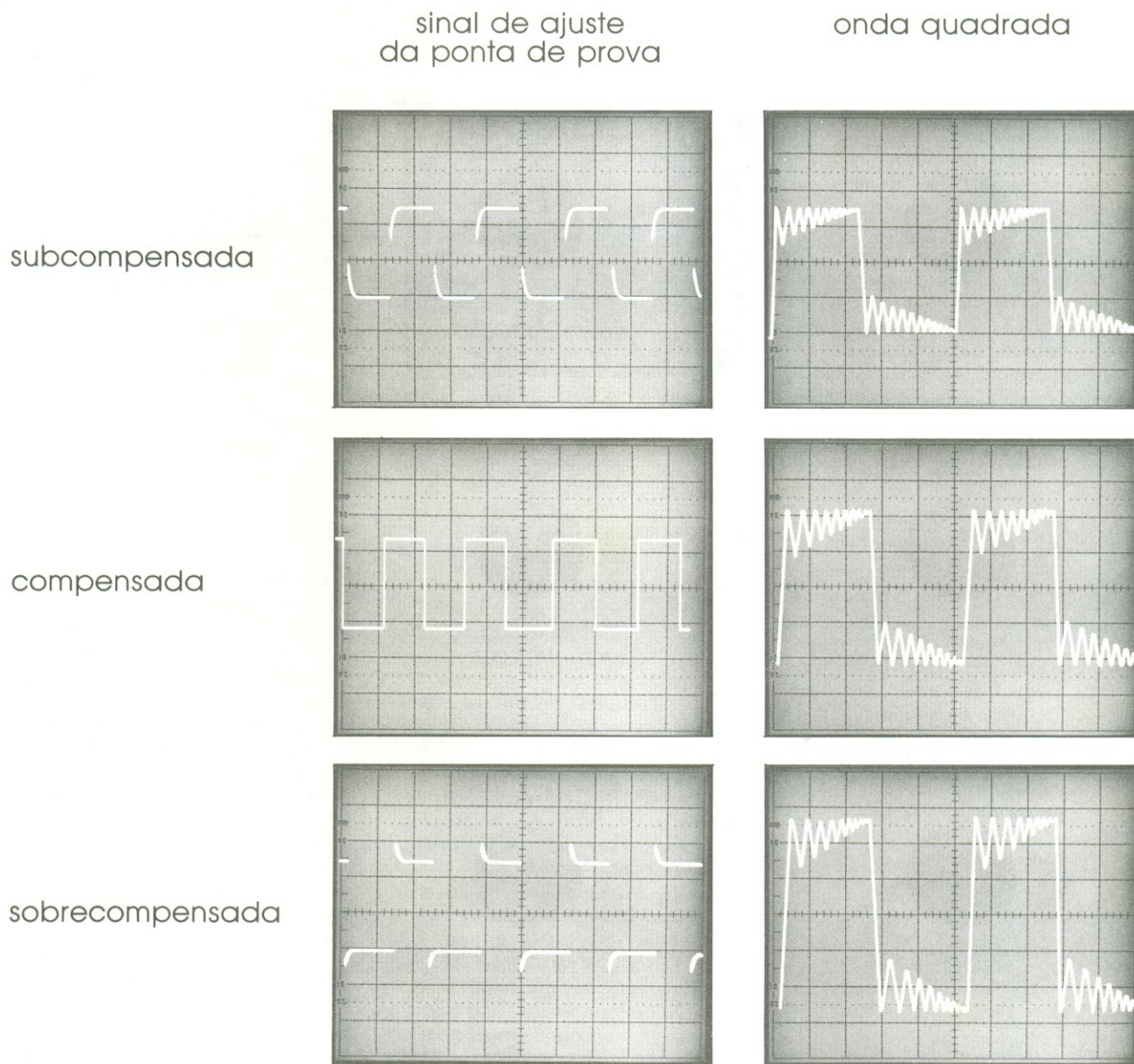
### Usando a ponta de prova

Para testar um circuito é necessário, antes de mais nada, dispor dos adaptadores corretos para cada caso (extremidades e adaptadores para a ponta de prova P6120, da Tektronix, estão reunidos na figura 14, do 5.º capítulo).

Não basta "achar" que o terra do circuito é o mesmo do osciloscópio — melhor ter certeza. O terra do osciloscópio será sempre o do solo, se for empregado o cordão de força adequado, dotado de um pino de terra (caso não haja disponibilidade de um terra da rede elétrica, é conveniente implementar uma instalação própria, utilizando placas ou barras de cobre, segundo orientação da ABNT). Verifique o terra do circuito tocando com a ponta de prova o ponto visado, antes de adotá-lo como terra definitivo; ligue, então, a ele a extensão apropriada da ponta de prova.

Se for necessário analisar vários pontos de um mesmo circuito e medir freqüências inferiores a 5 MHz, é possível fazer uma única ligação de terra com o osciloscópio, em vez de refazê-la a cada nova medição. Basta conectar o terra do circuito à tomada assinalada por GND, no painel do aparelho.





**Figura 23**

Pontas de prova mal compensadas podem distorcer as formas de onda exibidas na tela. Nas ilustrações aparecem o sinal de ajuste para ponta de prova e uma onda quadrada de 1 MHz em três condições distintas de compensação. Nota-se, de imediato, as alterações em amplitude e oscilação espúria na onda quadrada, de um caso para outro.



Em vez de tentar descrever cada tipo de medição em particular, este capítulo expõe técnicas de medida corretas, que podem ser usadas em inúmeras aplicações.

### Fundamentos: medidas de amplitude e tempo

As duas medições mais básicas que se podem fazer são as de amplitude e tempo dos sinais; praticamente uma em cada duas medições realizadas baseia-se nessas técnicas fundamentais.

Partindo do princípio de que o osciloscópio é um instrumento que mede tensão, essa é a grandeza apresentada como amplitude na tela do aparelho. E tensão, corrente, resistência e potência estão relacionadas, como se sabe:

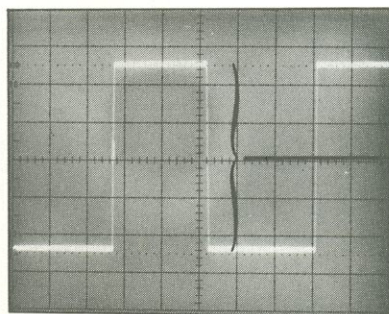
$$\text{corrente} = \frac{\text{tensão}}{\text{resistência}}$$

$$\text{resistência} = \frac{\text{tensão}}{\text{corrente}}$$

$$\text{potência} = \text{corrente} \times \text{tensão}$$

As medições de amplitude têm melhor precisão quando o sinal cobre quase toda a tela, na vertical. Execute o exercício 6, a fim de adquirir prática nesse tipo de medida.

Medir tempo também é uma operação mais precisa quando o sinal cobre áreas extensas da tela. Mantenha os ajustes feitos para medir amplitude, aproveitando-os no exercício 7, na medição de período.



faça as medições de amplitude na linha vertical do centro da retícula

### Exercício 6 — Medida de amplitude

1. Ligue a ponta de prova ao conector de entrada do canal 1 e à tomada de ajuste (PROBE ADJUST). Aplique a extensão de terra da sonda ao anel externo do conector pertencente ao canal 2. Certifique-se de que sua ponta de prova está compensada e de que todos os controles variáveis encontram-se na posição de repouso.

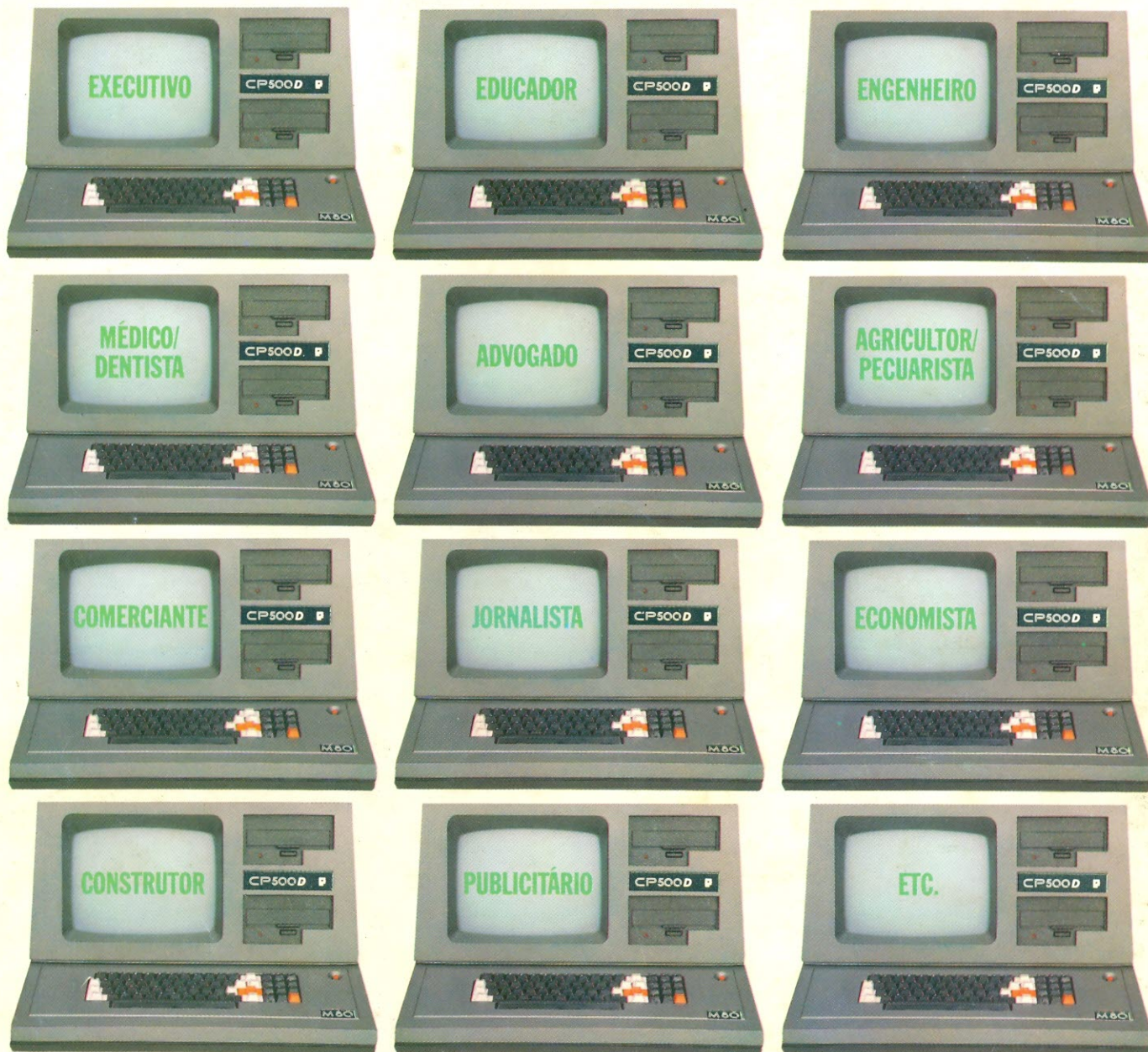
2. A chave MODE da seção de disparo deve ir para a posição NORM (ou seja, disparo normal) e a de modalidade horizontal, para NO DLY (ou A, no 2215). Assegure-se de que a chave de acoplamento do canal 1 está em AC, a chave SOURCE do disparo, em INT, e a chave INT, em CH 1. Essa também deve ser a posição ocupada pela chave de modalidade vertical.

3. Utilize o controle de nível do trigger para obter um traço estável e desloque a chave VOLTS/DIV até que a onda quadrada de ajuste fique com cinco divisões de altura. Gire então a chave SEC/DIV até que a tela seja preenchida por dois ciclos do sinal (na prática, esses ajustes são de 0,1 V/div. e 0,2 ms/div., respectivamente).

4. É hora de usar o controle de posicionamento vertical de CH 1 para deslocar a onda quadrada, de modo que seu topo fique alinhado com o segundo traço horizontal da retícula, a partir da borda superior da tela. Use então o controle de posicionamento horizontal para mover o sinal, até que o final de um ciclo esteja alinhado com o traço central da retícula, na vertical.

5. Agora você tem condições de contar as divisões maiores e menores ao longo da linha central vertical e multiplicar o resultado pelo valor da escala VOLTS/DIV escolhido. Assim, digamos, 5 divisões vezes 0,1 V/div. é igual a 0,5 V (caso a tensão exibida pela onda quadrada de seu osciloscópio seja diferente da que aparece neste exemplo, isso significa que o sinal não é uma parte crítica do aparelho, dispensando tolerâncias estreitas e calibração precisa).





## CP500/M<sup>80</sup>, a grande solução.

### Garantia da maior biblioteca de programas aplicativos.

O CP 500/M<sup>80</sup> agora também é compatível com CP/M, o Sistema Operacional mais difundido no mundo. Isso significa que, somando o tradicional DOS 500 com o CP/M, você passa a dispor da maior biblioteca de programas aplicativos do mercado. Trata-se da solução inteligente e racional para o seu dia-a-dia, permitindo a você tirar vantagem de programas como

CalcStar\*, dBase II\*, WordStar\* e muitos outros, que vão agilizar tanto a sua vida quanto a da sua empresa: Folha de Pagamento, Controle de Estoque, Contas a Pagar/Receber, Administração Hospitalar, Cálculo Estrutural, Sistema de Balanceamento de Rações e outros programas específicos para o seu ramo de atividade.

O CP 500/M<sup>80</sup> possui saída paralela para

impressora, e você pode instalar facilmente uma porta RS232-C, que o coloca em contato com a Rede Internacional de Telemática, além do Videotexto, Cirandão, Aruanda etc. Conheça no seu revendedor mais próximo o CP 500/M<sup>80</sup>.

Um grande passo na informática, com a qualidade CP e a Tecnologia Proológica.

Características	Sistema Operacional		Video 12" fósforo verde com controle de intensidade Teclado profissional capacitivo com numérico reduzido Interface para impressora paralela Interface serial padrão RS232-C (opcional) Frequência de Operação: 2 Mhz Unidade de som com controle de volume Opera com 1 ou 2 drives de face simples ou dupla
	SO-08	DOS 500	
Memória RAM	64 Kbytes	48 Kbytes	
Memória ROM	2 Kbytes	16 Kbytes	
Compatibilidade	CP/M*	TRS-DOS	
Video	80 colunas por 24 linhas	64 ou 32 colunas por 16 linhas	

\* Marcas Registradas

**CP**  
COMPUTADORES PESSOAIS  
TECNOLOGIA  
PROLOGICA